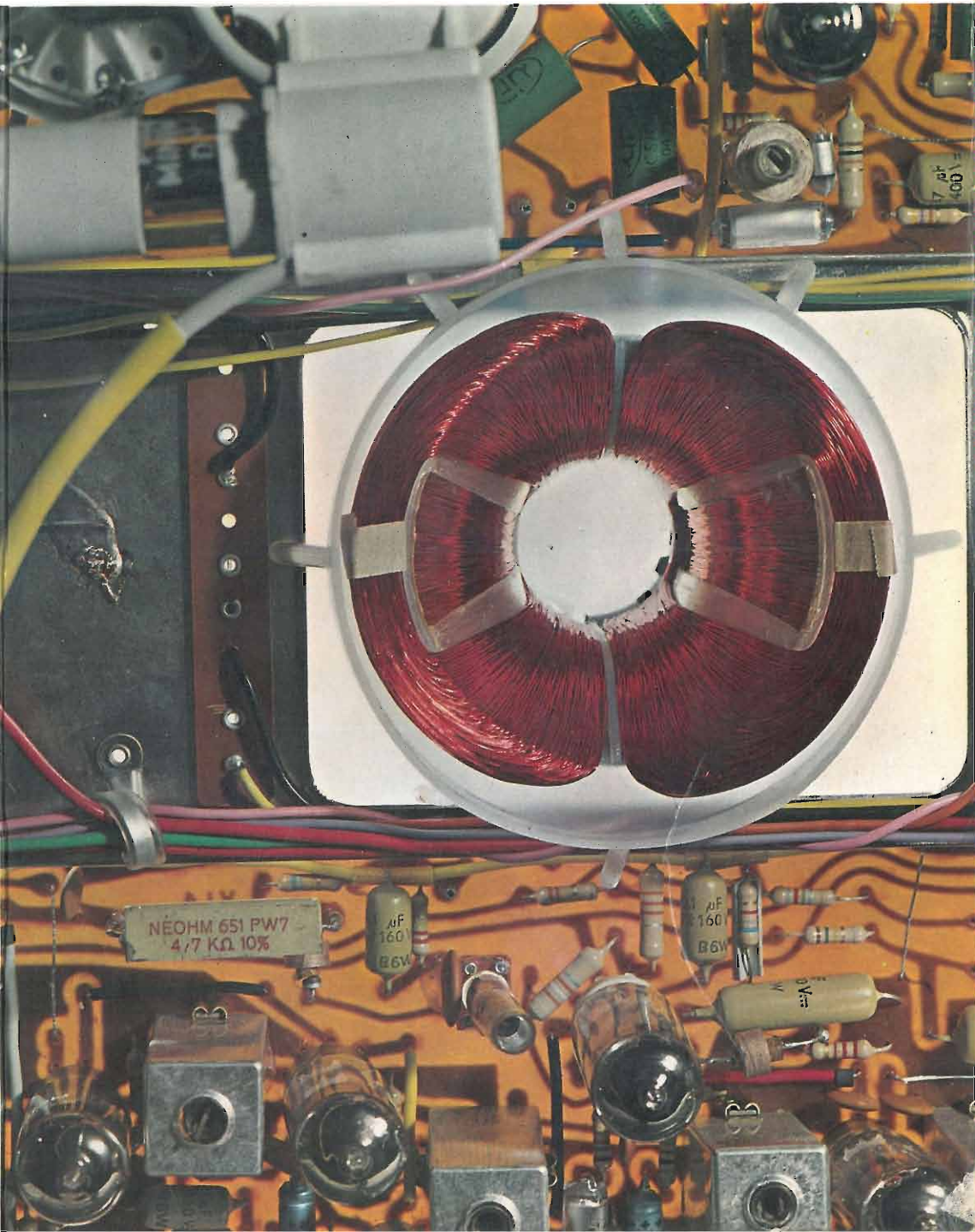
E. Cavazzuti
C. Nobili
N. Passerini

RADIOTECNICA

Antenne - Televisione in bianco e nero e a colori - Strumenti di misura



degli stessi Autori

CORSO DI RADIOTECNICA

I - MATEMATICA, ELETTROTECNICA, TUBI ELETTRONICI

II - TEORIA DEI CIRCUITI CON RICEVITORI AM ED FM

Disegno tecnico ed esercitazioni pratiche di radioelettronica

E. CAVAZZUTI - C. A. NOBILI - N. PASSERINI

CORSO DI RADIOTECNICA

ANTENNE - TV IN BIANCO E NERO E A COLORI - STRUMENTI DI MISURA

VOLUME TERZO

EDIZIONI CALDERINI

1.a edizione: dicembre 1968
1.a ristampa: agosto 1970

© Copyright 1970
by Edizioni Calderini
31/2, Emilia Levante
Bologna

965

Proprietà letteraria riservata
Printed in Italy

Officine Grafiche Calderini - Bologna - VIII-1970

PREMESSA

Il presente volume completa la collana del « Corso di radiotecnica ». Nel primo volume sono state poste, infatti, le basi dell'elettrotecnica e la presentazione dei dispositivi elettronici: tubi elettronici, diodi a cristallo semiconduttore e transistori. Il secondo volume esamina i dispositivi elettronici: valvole e transistori, nei circuiti radiotecnici, sia dal punto di vista analitico che pratico, limitando però lo studio ai radioricevitori e fornendo nel contempo numerosi esempi di calcolo. Il grande sviluppo della televisione in bianco e nero e l'ormai prevedibile sviluppo della televisione a colori, hanno spronato gli Autori a redigere il presente volume, terzo ed ultimo della collana. Con l'ausilio di un numero abbondante di figure, di schemi e di diagrammi, oltre diversi esempi di realizzazioni pratiche, si è cercato di dare all'intera materia una visione moderna e accessibile.

L'intera materia, trattata in dieci capitoli, è suddivisa in quattro parti fondamentali. La prima parte, contenuta nel 1° e 2° capitolo riguarda le linee elettriche, la propagazione delle radioonde e le antenne per i radioricevitori AM ed FM e per i ricevitori televisivi, con ampia discussione analitica e diversi esempi pratici di collegamento e di adattamento di antenne. Inoltre sono date tabelle con la classificazione dei canali televisivi italiani ed europei e le frequenze loro assegnate. La seconda parte, riportata in sei capitoli è dedicata alla televisione in bianco e nero. La materia è trattata con particolare riferimento alla descrizione di ogni circuito che compone il ricevitore televisivo, ai comandi del televisore e all'impiego del monoscopio, omettendo ovviamente la discussione analitica dei circuiti impiegati, già ampiamente trattata nel secondo volume. La televisione a colori riguarda la terza parte. In essa, dopo uno studio particolareggiato dei colori primari

scelti per la riproduzione delle immagini a colori e del diagramma di cromaticità, vengono analizzati i sistemi di trasmissione e di ricezione della televisione a colori, secondo il sistema americano NTSC. Qualche accenno viene fornito anche per i sistemi europei PAL e SECAM già in fase di applicazione in Europa. Diverse figure a colori conferiscono a questa parte maggiore chiarezza. Il volume termina con la quarta parte prevista nel capitolo 10° *riguardante gli strumenti di misura più frequentemente impiegati dal radiotecnico, con accenni, sia alle loro caratteristiche di costruzione, sia al loro impiego pratico. Per una maggiore preparazione sugli strumenti di misura, si rimanda a testi specializzati.*

Al termine di questa ultima fatica, gli Autori, nel porgere le loro scuse per le eventuali omissioni, data anche la particolare difficoltà nella descrizione degli argomenti esposti, ringraziano le Case costruttrici Philips, Geloso e Sinudyne per gli schemi forniti, ed anche i cortesi Lettori, i quali, vorranno segnalare miglioramenti per le edizioni future. Ringraziano altresì l'Editore, il quale con amorevole cura ha dato alla stampa la presente collana.

CAPITOLO I

LINEE ANTENNE PROPAGAZIONE

1. Generalità sulla linea di trasmissione.

Le linee servono per la trasmissione di energia elettrica da un generatore ad un utilizzatore (carico).

Il tipo più semplice di linea per la trasmissione di energia è costituito da due fili metallici, aventi uguale sezione e posti a distanza costante fra loro, ossia la coppia dei conduttori, costituenti la linea deve presentare costanti, lungo tutta la sua estensione, le caratteristiche geometriche e fisiche.

Tale distanza deve essere di molto inferiore alla lunghezza d'onda λ del segnale propagato, intendendo per λ l'espressione:

$$\lambda = \frac{\text{velocità della luce}}{\text{frequenza segnale trasmesso}} = \frac{300.000.000 \text{ m/sec}}{\text{cicli/sec.}} = \text{metri/ciclo.}$$

Naturalmente esistono altri tipi di linee, fra le quali la più utilizzata è la linea coassiale (o cavo coassiale). Essa è costituita da un conduttore esterno, di forma cilindrica, portato a potenziale fisso e da un conduttore filiforme interno, sistemato nel centro del cilindro e portato a potenziale variabile. In fig. 1 è rappresentato un esempio di tali linee. Mentre la linea bifilare è *bilanciata*, cioè porta il segnale su entrambi i conduttori, la linea coassiale è *sbilanciata*, in quanto porta il segnale nella sola parte interna.

2. Costanti primarie di una linea.

Una linea qualsiasi, del tipo bifilare, in funzione delle sue caratteristiche geometriche e fisiche, è sede di quattro parametri passivi, distribuiti uniformemente nella sua lunghezza. Essi sono: r = *resistenza*, l = *induttanza*,

c = *capacità* e g = *conduttanza*. Tali parametri rappresentano le costanti primarie della linea e vengono, di solito, riferiti all'unità di lunghezza (es. il Km). Di seguito li analizzeremo singolarmente.

a) Resistenza della linea.

La resistenza di un conduttore elettrico, secondo le dimensioni geome-

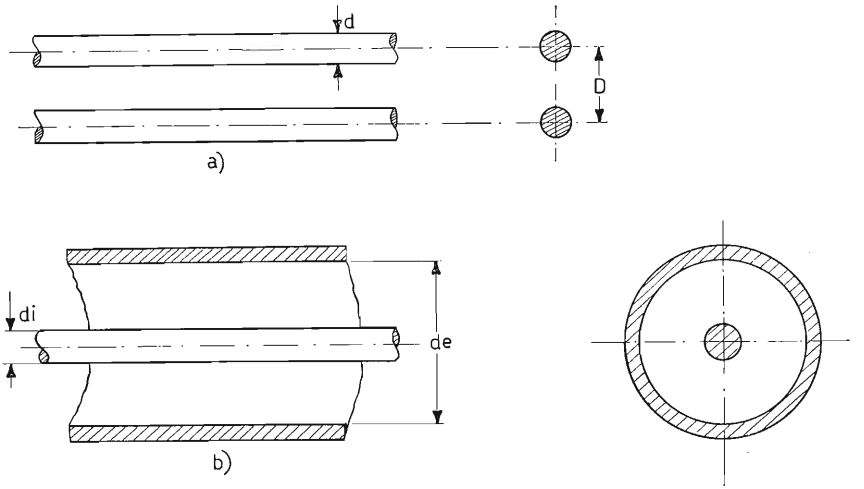


Fig. 1. – *a*) linea bifilare, *b*) linea coassiale. Il dielettrico interposto può essere aria, e quindi, occorrono opportuni distanziatori ceramici, oppure esso può essere costituito, da materiale isolante flessibile, quale il politene. In quest'ultimo caso varia la costante dielettrica relativa ε_r, mentre resta costante la permeabilità magnetica relativa, il cui valore è $\mu_r = 1$ per i materiali non ferromagnetici.

triche dello stesso, è espressa dalla relazione:

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S} \qquad \Omega \text{ (V.I. pag. 49)},$$

si vogliono qui ricordare: ρ ($\Omega \cdot mm^2/m$) è la resistività elettrica del materiale impiegato, S (mm^2) è la sezione del conduttore ed l (m) è la lunghezza totale del conduttore, essa, nel caso della linea bifilare, rappresenta la lunghezza complessiva: andata e ritorno. Ovviamente, nel caso della linea, si devono tener presenti principalmente due elementi nocivi, che agiscono sulla sua resistenza:

— la variazione di resistenza al variare della temperatura

$$[R_t = R_{20^\circ}\, c\,(1 + \alpha \cdot \Delta T)] \qquad \text{V.I pag. 51},$$

— e l'aumento della resistenza all'aumentare della frequenza, per *effetto pellicolare* (V. I pag. 139).

Per l'effetto *pellicolare*, in alta frequenza si preferiscono conduttori tubolari, oppure formati da filo litz.

b) Induttanza della linea.

L'induttanza equivalente della linea, distribuita uniformemente lungo tutta la sua estensione e costante per unità di lunghezza, è dovuta, durante la circolazione di corrente, al flusso concatenato con l'altro filo e col filo stesso induttore. Esistono espressioni teoriche ed empiriche, che ci permettono di calcolare, con discreta precisione, l'induttanza di qualsiasi linea. Supponiamo, infatti, una linea composta di due conduttori di uguale diametro d, disposti fra loro parallelamente ad una distanza costante D. Il valore dell'induttanza equivalente, per unità di lunghezza (Km) è espresso da:

$$l = \left(1 + 9{,}21\, \mu_r \log_{10} \frac{2\,D}{d}\right) \cdot 10^{-4} \quad \text{H/km}$$

mentre per una *linea coassiale*, considerando d_e il diametro del conduttore esterno cilindrico e d_i il diametro del conduttore filiforme interno, l'induttanza vale:

$$l = 4{,}61\, \mu_r \log_{10} \frac{d_e}{d_i} \cdot 10^{-4} \quad \text{H/km.}$$

Il termine μ_r rappresenta la *permeabilità relativa* del materiale impiegato, la quale, solitamente vale 1 per i materiali impiegati: Rame, Alluminio, Bronzo, mentre assume valori notevolmente maggiori (es. $\mu_r = 500 \div 2000$), per materiali ferromagnetici.

c) Capacità della linea.

La capacità equivalente della linea, distribuita uniformemente in tutta la sua estensione e costante per unità di lunghezza è dovuta al campo elettrico esistente fra i due fili.

Indicando con d il diametro di ciascun conduttore e con D la distanza fra i due fili conduttori, la capacità equivalente vale:

$$C = \frac{0{,}121 \cdot \varepsilon_r}{\log_{10} \dfrac{2\,D}{d}} \quad \mu\text{F/km.}$$

A questo valore di capacità, può venire aggiunta la capacità esistente fra ciascun conduttore e la terra. Il termine ε_r rappresenta la *costante dielettrica relativa all'aria*, il cui valore è $\varepsilon_r = 1$.

La capacità equivalente di un *cavo coassiale*, indicando al solito con d_i e d_e rispettivamente il diametro del conduttore filiforme interno ed il diametro del conduttore cilindrico esterno, vale:

$$C = \frac{0{,}0242 \cdot \varepsilon_r}{\log_{10} \dfrac{d_e}{d_i}} \quad \mu\text{F/km}.$$

d) Conduttanza della linea.

La conduttanza equivalente della linea dipende da un imperfetto isolamento del coimbente interposto fra i due conduttori. Praticamente non esistono espressioni per il calcolo di tale resistenza di dispersione, per cui possiamo accennare a qualche valore di massima. Per linee bifilari in aria:

$$g \cong 1 \quad \mu\text{S/km (equivalente a circa 1 M}\Omega\text{/km)},$$

mentre per cavi coassiali:

$$g \cong 10^{-3} \quad \mu\text{S/km (equivalente a circa } 10^3 \text{ M}\Omega\text{/km)}.$$

In alta frequenza tali valori di conduttanza diventano più alti (resistenze equivalenti parallelo più basse) dipendendo in modo inversamente proporzionale alla frequenza.

Una linea elettrica bifilare, in funzione delle costanti primarie, può considerarsi formata, allora, da una successione di *cellule elementari*, per unità di lunghezza, del tipo di fig. 2.

Nel circuito le resistenze e le induttanze sono disposte in serie, mentre le conduttanze e le capacità in parallelo. Soltanto con la contemporanea presenza dei quattro parametri r, l, c, g, uniformemente distribuiti su tutta la lunghezza della linea, possiamo studiare il comportamento di tale linea.

3. Impedenza caratteristica di una linea.

Cerchiamo anzitutto di comprendere il sistema, con cui avviene la propagazione del segnale elettrico in una linea. Consideriamo un semplice circuito (fig. 3), formato da una pila, un interruttore ed una linea, che, per il momento, consideriamo di lunghezza tale da misconoscere il valore e la natura del carico utilizzatore. Chiudendo l'interruttore, nella linea, per effetto della

tensione e della polarità della batteria, nascono due correnti: di andata e di ritorno della stessa entità e di valore costante, interessando tratti di linea successivamente più lontani man mano che trascorre il tempo. Questa corrente circola anche se gli estremi della linea non sono collegati metallicamente,

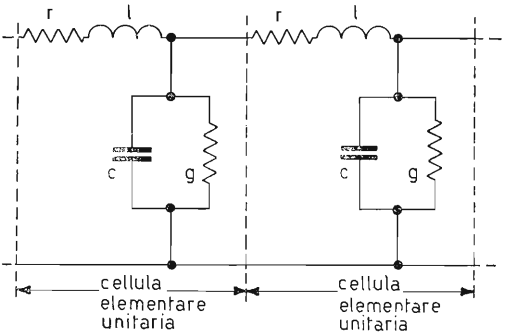


Fig. 2. – Rappresentazione di una linea telefonica con caratteristiche tecnologiche uniformi e costanti, suddivisa in cellule elementari.

in quanto essa serve per caricare per tratti successivi, via via in parti più lontane di linea, la capacità distribuita, le cui armature sono formate dai due conduttori affacciati. Contemporaneamente, il tratto di linea compreso fra il generatore e la propagazione che avanza a velocità u (m/sec), coprendo

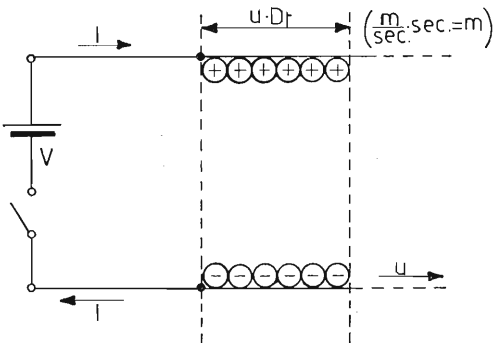


Fig. 3. – Propagazione di energia elettrica in una linea telefonica.

spazi $u \cdot Dt$, è sede di un *campo elettrico* e di un *campo magnetico*, dovuti: il primo alla *ddp* applicata ed il secondo alla corrente circolante. La somma delle energie occorrenti per generare i due campi, trascurando le perdite della linea e quelle interne del generatore, costituisce l'energia complessiva erogata dal generatore. Alla propagazione della perturbazione collaborano,

principalmente, le sole costanti l e c, mentre le perdite r e g non modificano in modo apprezzabile il sistema di propagazione. Possiamo, allora, affermare che nel tratto di linea interessato dal tempo t al tempo $t + Dt$ (fig. 3), ossia nello spazio $u \cdot Dt$, dove i parametri c ed l valgono rispettivamente $c \cdot u \cdot Dt$ ed $l \cdot u \cdot Dt$, si localizzano una energia elettrostatica:

$$\frac{1}{2} c \cdot u \cdot Dt \cdot V^2$$

ed una elettromagnetica:

$$\frac{1}{2} l \cdot u \cdot Dt \cdot I^2$$

la cui somma è pari a quella erogata nello stesso tempo dal generatore, cioè:

$$V \cdot I \cdot Dt.$$

Dall'uguaglianza:

$$V \cdot I \cdot Dt = \frac{1}{2} c \cdot u \cdot Dt \cdot V^2 + \frac{1}{2} l \cdot u \cdot Dt \cdot I^2 \tag{1}$$

sapendo che $Q = C \cdot V = I \cdot t$, ossia nel nostro caso:

$$I \cdot Dt = c \cdot u \cdot Dt \cdot V \tag{2}$$

ricavando V da quest'ultima espressione (2) e, sostituendolo nella (1) si ha successivamente:

per $I = c \cdot u \cdot V$

$$c \cdot u \cdot V^2 \cdot Dt = \frac{1}{2} c \cdot u \cdot Dt \cdot V^2 + \frac{1}{2} l \cdot u \cdot Dt \cdot I^2$$

dalla quale è immediata l'uguaglianza fra l'energia elettrostatica e l'energia elettromagnetica:

$$\frac{1}{2} c \cdot V^2 = \frac{1}{2} l \cdot I^2 \tag{3}$$

e quindi

$$\frac{V}{I} = \sqrt{\frac{l}{c}} = R_c \quad \text{ohm} \tag{4}$$

rappresenta *l'impedenza caratteristica* (nel nostro caso di perdite nulle, essa si chiama resistenza caratteristica) della linea. Sostituendo

$$V = \frac{I}{c \cdot u},$$

ricavato dalla (2) al posto della tensione del generatore nell'espressione (3), si ha successivamente:

$$\frac{1}{2} c \cdot \frac{I^2}{c^2 \cdot u^2} = \frac{1}{2} l \cdot I^2; \qquad u^2 = \frac{1}{l \cdot c}$$

(5) $$u = \frac{1}{\sqrt{l \cdot c}} \text{ m/sec} \quad \text{(velocità di propagazione).}$$

Quanto è stato ricavato si può qui riassumere:

a) durante la propagazione della perturbazione, l'energia elettrostatica e quella elettromagnetica sono uguali;

b) il rapporto fra tensione applicata alla linea e corrente circolante in essa:

$$\frac{V}{I} = \sqrt{\frac{l}{c}} = R_c$$

e costante in tutta la lunghezza della linea, essendo l e c di valore pure costante, rappresenta l'impedenza caratteristica della linea (perdite nulle $= \sqrt{\frac{l}{c}}$).

c) la velocità di propagazione della perturbazione nella linea $u = \frac{1}{\sqrt{l \cdot c}}$ inversamente proporzionale alla radice quadrata di l e c, è indipendente dalla frequenza (perdite nulle).

A questo punto possiamo affermare che, se il carico della linea è uguale ad R_c, tensione e corrente (e quindi la potenza del generatore) non mutano, quando la perturbazione giunge sul carico.

Infatti, la resistenza R_c, oltre a non mutare i componenti V e I della potenza, richiede un'erogazione indefinitamente costante di energia. Una linea chiusa sulla propria impedenza caratteristica si comporta, allora, come se avesse una lunghezza infinita, per cui esiste sempre una propagazione unidirezionale di energia dal generatore all'utilizzatore, quest'ultimo pari a R_c.

L'impedenza caratteristica è un elemento molto importante della linea, in quanto, chiudendo una linea finita su tale valore, indipedentemente dalla sua lunghezza, ci permette di rendere la linea stessa agli effetti della propagazione, *infinitamente lunga*. L'impedenza caratteristica rappresenta anche il rapporto costante che esiste, in qualsiasi punto della linea, fra tensione applicata e corrente circolante dell'onda diretta. Naturalmente, non essendo

nulle le perdite ohmiche della linea, l'espressione (4) dell'impedenza caratteristica assume la forma:

$$Z_c = \sqrt{\frac{r + j\omega l}{g + j\omega c}} = \sqrt{Z_{cc} \cdot Z_v} \quad \text{ohm} \tag{6}$$

Essa è espressa dalla media geometrica dell'impedenza di un tratto di linea misurata, prima in cortocircuito

$$(\text{impedenza serie } Z_{cc} = r + j\omega l)$$

e poi a vuoto:

$$(\text{impedenza parallelo } \quad Z_v = \frac{1}{g + j\omega c}).$$

Il valore dell'impedenza caratteristica di una linea bifilare in aria può essere determinato anche dall'espressione:

$$R_c = 276 \log_{10} \frac{D}{\frac{d}{2}}$$

con i noti valori di D e d già considerati nel paragrafo 2.

Il valore dell'impedenza caratteristica del cavo coassiale vale, invece:

$$R_c = 138 \log_{10} \frac{d_e}{d_i}$$

anche qui con i noti valori d_e e d_i.

4. Costanti secondarie di una linea.

Le costanti secondarie di una linea sono costituite da γ e Z_c, denominate rispettivamente: *costante di propagazione* ed *impedenza caratteristica*. Mentre per l'impedenza caratteristica è già stato detto nel precedente paragrafo, vogliamo qui presentare la costante di propagazione γ. Essa vale:

$$\gamma = \sqrt{(r + j\omega l) \cdot (g + j\omega c)} = \sqrt{\frac{Z_{cc}}{Z_v}} = \beta + j\alpha. \tag{7}$$

Tale costante è formata da una parte reale β = *costante di attenuazione* e da una parte immaginaria α = *costante di fase*. Il termine β, nullo per $r = g = 0$

(assenza di perdite), a causa delle inevitabili perdite (r e $g \neq 0$) e dipendendo da esse, fa sì che durante la propagazione di energia nella linea, l'ampiezza dei vettori V ed I, si attenuino (fig. 4) man mano che ci si avvicina al carico, secondo la legge:

$$Vx_1 = V_0 \cdot e^{-\beta x_1} \qquad \text{ed} \qquad Ix_1 = I_0 \cdot e^{-\beta x_1}$$

dove V_0 ed I_0 rappresentano la tensione e la corrente del generatore (all'origine della linea), V_{x1} ed I_{x1}, gli stessi valori a distanza X_1 (Km) dal generatore e β la costante di attenuazione (per Km) della linea.

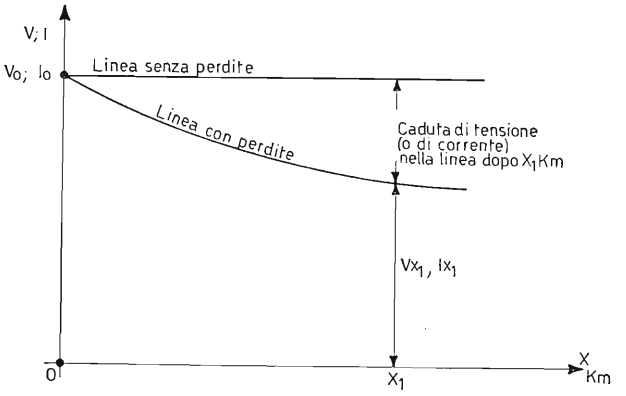


Fig. 4. – Andamento della tensione (e della corrente) lungo una linea con o senza perdite, in funzione dei km di distanza dal generatore e verso il carico utilizzatore.

In regime alternativo sinusoidale, le onde inviate nella linea, oltre ad attenuarsi, procedendo verso il carico, (fig. 5), per effetto delle costanti primarie, si sfasano di un angolo costante α (costante di fase) per unità di lunghezza di linea, ritornando in fase, dopo aver ruotato di 360° ogni lunghezza d'onda λ del segnale inviato.

Sussiste, allora, la relazione:

$$\alpha \cdot \lambda = 2 \cdot \pi,$$

dove λ, visibile in fig. 5 rappresenta la distanza, che intercorre fra due vettori successivi in fase, e distanti fra loro del tempo relativo alla durata di un periodo:

$$T = \frac{2 \cdot \pi}{\omega}$$

del segnale trasmesso. La velocità di propagazione può assumere la forma:

$$u = \frac{\lambda}{T} = \frac{\lambda}{\frac{2\pi}{\omega}} = \frac{\omega}{\frac{2\pi}{\lambda}} = \frac{\omega}{\alpha} \quad \text{m/sec} \tag{8}$$

Quest'ultima espressione (8) è molto conveniente, quando sono dati: la pulsazione e la costante di fase della linea. La fig. 6 dimostra come avviene la

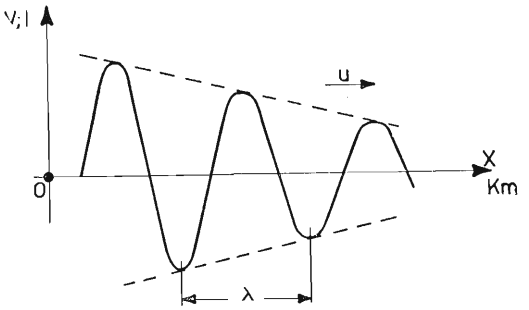


Fig. 5. – Propagazione di un segnale sinusoidale, in una linea di costanti primarie r, l, c, g e rappresentazione della lunghezza d'onda λ.

propagazione di un segnale alternativo lungo la linea di trasmissione, con costanti primarie r, l, c, g. Ovviamente, se le perdite fossero nulle ($r = g = 0$) esisterebbe, durante la propagazione solamente la rotazione di fase, senza attenuazione del segnale, per cui la spirale disegnata in fig. 6 diverrebbe dopo λ Km, un cerchio, avente per raggio la tensione V_0.

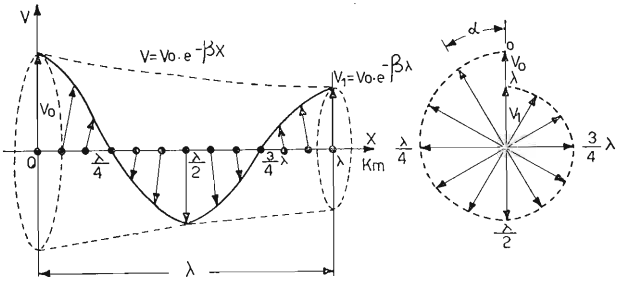


Fig. 6. – Andamento tridimensionale della propagazione di una grandezza sinusoidale in una linea con perdite. È ben visibile, oltre l'attenuazione del segnale dovuta al termine β, anche lo sfasamento che subisce il segnale che si propaga, ad opera del termine α. Lo sfasamento diviene di 360° dopo λ km.

5. Onde progressive ed onde stazionarie.

Abbiamo visto che in regime alternativo, quando si chiude la linea all'estremità sulla propria impedenza caratteristica, vi è *propagazione unidirezionale dell'energia*: dal generatore al carico, e i vettori: tensione e corrente, per effetto delle costanti primarie della linea, si *attenuano e si sfasano di una quantità costante per unità di lunghezza*. Questo particolare sistema di propagazione avviene, secondo « *onde progressive* ».

Possono esistere anche casi, in cui le linee impiegate non sono né rese infinite (ossia chiuse su $R \neq R_c$), né uniformi. Consideriamo due casi estremi, ossia: linea in cortocircuito all'estremo e linea aperta all'estremo (fig. 7).

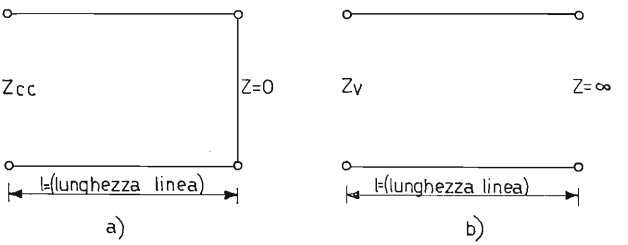


Fig. 7. – Rappresentazione di una linea finita. *a*) con l'estremità in cortocircuito, *b*) con l'estremità aperta.

a) LINEA FINITA CHIUSA SU IMPEDENZA NULLA - CORTOCIRCUITO ALL'ESTREMITÀ.

Se una linea finita è chiusa all'estremità con un cortocircuito, deve qui verificarsi $v = 0$, essendo un c. c. un ostacolo insormontabile per la tensione. D'altronde, per effetto della propagazione, l'onda diretta del generatore giunge all'estremità con un valore $v \neq 0$ per cui, per annullare l'effetto di quest'onda incidente, bisogna che l'estremità in c. c. diventi un centro emittente di una tensione v', uguale e contraria a quella incidente, in modo che ogni istante, nel punto di cortocircuito, sia verificata la condizione

$$v - v' = 0.$$

La tensione v', generata all'estremità della linea è chiamata *onda riflessa di tensione* e si propaga in senso opposto alla diretta, ossia verso il generatore.

b) LINEA FINITA CHIUSA SU IMPEDENZA INFINITA - APERTA ALL'ESTREMITÀ.

Se una linea finita è aperta all'estremità, deve qui verificarsi $i = 0$, essendo un'interruzione un ostacolo insormontabile per la corrente. D'altronde, per effetto della propagazione, l'onda diretta del generatore giunge all'estre-

mità con un valore $i \neq 0$, per cui, per annullare l'effetto di quest'onda incidente, bisogna che l'estremità aperta, diventi il centro emittente di una corrente i', uguale e contraria a quella incidente, in modo che in ogni istante, in tale estremità, sia verificata la condizione: $i - i' = 0$.

La corrente i', generata all'estremità della linea, è chiamata *onda riflessa di corrente*, e si propaga, come nel caso *a*), verso il generatore.

In questo modo, i vettori: tensione e corrente, in seguito agli ostacoli previsti rispettivamente: cortocircuito e circuito aperto, subiscono uno spo-

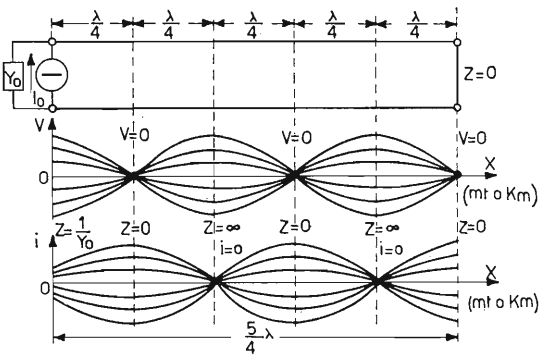


Fig. 8. – Linea in presenza di onde stazionarie.

stamento di fase di 180° e ritornano verso il generatore. Contemporaneamente la corrente all'estremità in c. c. e la tensione all'estremità aperta raddoppiano. Può succedere, infine, che la linea sia di lunghezza opportuna, in modo che, ad esempio, la tensione massima del generatore giunga all'estremità in c. c. con valore uguale a zero. Se le perdite della linea sono trascurabili, in conseguenza al rovesciamento di fase (180°), l'onda riflessa si dirige verso il generatore con ampiezza e fase uguali a quella diretta (linea lunga un numero dispari di $\frac{\lambda}{4}$). La linea è, allora, in presenza di onde stazionarie, in quanto l'oscillazione risultante (onda diretta + onda riflessa) sembra ferma sulla linea, ossia non si allontana dai minimi e massimi previsti nella fig. 8. Si può, allora, concludere che, mentre le onde progressive trasferiscono, attraverso la linea, una certa energia dal generatore al carico, le onde stazionarie operano la dissipazione della potenza del generatore lungo la linea, sia sottoforma di perdite dovute alle caratteristiche fisiche della linea, sia, e nella maggior parte, sottoforma di energia irradiata, generando nello spazio circostante onde elettromagnetiche, le quali, lasciando la linea, si propagano alla velocità *u*

della luce. Le linee alimentate in ventre di corrente o in ventre di tensione, le cui lunghezze minime debbono essere rispettivamente: $\frac{\lambda}{4}$ e $\frac{\lambda}{2}$, e sedi di onde stazionarie, costituiscono *le antenne radio emittenti.* Più propriamente, si chiamano *antenne emittenti* quelle destinate a cedere allo spazio l'energia elettromagnetica fornita dal generatore (trasmettitore), *antenne riceventi* quelle destinate a sottrarre energia elettromagnetica allo spazio e fornirla al ricevitore. Mentre l'antenna accordata su $\frac{\lambda}{4}$, alimentata in ventre di corrente all'estremo, è chiamata *semidipolo* o antenna Marconi, quella accordata su $\frac{\lambda}{2}$, alimentata in ventre di corrente al centro o ventre di tensione ad un estremo, è chiamata *dipolo* o antenna di Hertz.

6. Linea alimentata in ventre di corrente ad un estremo-semidipolo o antenna marconiana.

L'antenna marconiana è costituita da un unico conduttore, lungo $\frac{\lambda}{4}$; l'altro conduttore è sostituito da un piano di elevata conducibilità, quali ad es. la terra o il mare (fig. 9*a*). Se detto conduttore fosse disposto orizzontalmente, il campo elettromagnetico da esso generato, verrebbe continuamente neutralizzato da quello dell'altro conduttore (terra), percorso dal segnale in senso opposto.

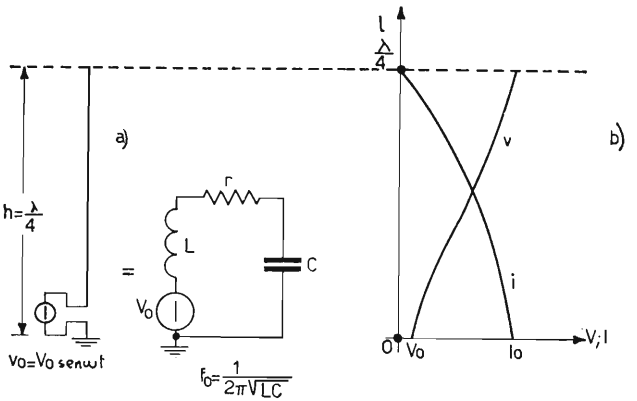


Fig. 9. – *a*) Antenna marconiana e circuito elettrico risonante equivalente; *b*) andamento della tensione *v* e della corrente *i* sull'antenna accordata e lunga λ/4.

Per poter, allora, irradiare energia, occorre allontanare fra loro i conduttori, disponendo, ad esempio, verticalmente il conduttore rispetto al piano e alimentandolo alla base con un generatore ideale di tensione:

$$v_0 = V_0 \text{ sen } \omega t.$$

Quando la frequenza del generatore ha $\frac{1}{4}$ della propria lunghezza d'onda, pari all'altezza h dell'antenna, tensione e corrente sono distribuite sull'antenna, come indicato in fig. 9*b*. Cioè, all'estremità superiore vi sono un nodo di corrente ed un corrispondente ventre di tensione (linea aperta all'estremità), mentre alla base vi sono un ventre di corrente ed un nodo di tensione. In questo modo, le *onde stazionarie* presenti irradiano quasi totalmente l'energia del trasmettitore allo spazio circostante. Il trasmettitore, collegato all'antenna risonante su $\frac{\lambda}{4}$, si vede caricato da una resistenza ohmica pura, la quale, trascurando le perdite ohmiche dell'antenna, rappresenta la *resistenza di irradiazione*. Tale resistenza per qualunque tipo di antenna vale:

$$R_{irr} = 800 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \quad \text{ohm.}$$

Nelle antenne reali, a causa della distribuzione sinusoidale della tensione e della corrente, i vari elementi di conduttore che la costituiscono, irradiano ciascuno un particolare valore di corrente efficace. Per questo l'espressione della resistenza di irradiazione, vista precedentemente, deve venir corretta da un opportuno coefficiente correttore α, denominato «*fattore di forma dell'antenna*», il quale provvede a riportare lungo tutta l'antenna: o una distribuzione costante di corrente e, in questo caso, esso vale:

$$\alpha = \frac{I_{medio}}{I_{max}} = \frac{I_m}{I_0}$$

oppure, se riferito all'altezza dell'antenna, esso vale:

$$\alpha = \frac{h_{media}}{h_{antenna}} = \frac{h_m}{h},$$

ed accorcia l'antenna, in modo da considerarla percorsa nella sua nuova lunghezza dalla corrente massima I_0, presente nel ventre di corrente. Nella

fig. 10*b*) e *c*) sono rappresentati i due sistemi: corrente media per h e corrente massima I_0 per h_m.

I valori:

$$I_m = \alpha \cdot I_0 \qquad \text{ed} \qquad h_m = \alpha \cdot h,$$

sono facilmente ottenibili, quando è nota la distribuzione della corrente (e quindi della tensione) sull'antenna. Per l'antenna in discorso, nella distribuzione sinusoidale di V ed I, il fattore di forma è:

$$\alpha = \frac{2}{\pi} = 0{,}636$$

(coefficiente che serve per passare dal valore massimo al valore medio nel

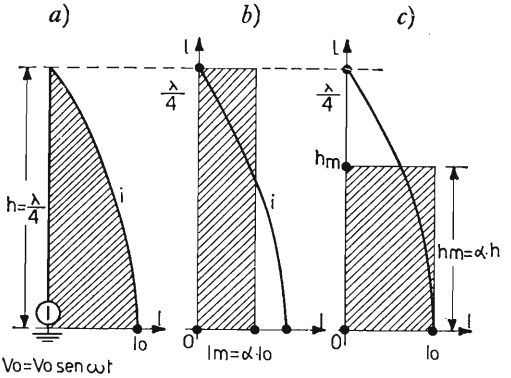


Fig. 10. – Rappresentazione grafica, per un'antenna marconiana, dei valori medi $I_m = \alpha \cdot I_0$, oppure $h_m = \alpha \cdot h$ per distribuzione sinusoidale della corrente i del segnale da irradiare.

campo sinusoidale). Il fattore di forma dell'antenna risulta, perciò, direttamente proporzionale alla potenza irradiata, come vedremo in seguito. Se desideriamo, ad esempio, elevare il fattore di forma dell'antenna, in modo d'aumentare la potenza irradiata, ricordando che l'antenna costituisce un circuito risonante serie, in serie al generatore (fig. 9*a*), basta porre, ad esempio, una capacità collegata all'estremità superiore dell'antenna, costituita, ad esempio, da un anello a raggera, come in fig. 11*a*). In questo modo, in presenza di discreta capacità C_p, la quale si dispone in parallelo alla C dell'antenna, aumenta l'altezza effettiva dell'antenna, in quanto diminuisce la sua frequenza complessiva di risonanza, mentre la corrente nell'antenna reale (minore di $\frac{\lambda}{4}$) rimane praticamente costante ed un'alta percentuale del valore massimo I_0. In questo modo si può ottenere un fattore di forma circa uguale a 1. Lo stesso

allungamento dell'altezza effettiva dell'antenna a volte auspicabile, si può ottenere anche con l'induttanza L_s alla base la quale induttanza, disponendosi in serie all'induttanza L dell'antenna, diminuisce la frequenza complessiva di risonanza, però, tale aumento dell'altezza effettiva avviene nella parte inferiore dell'antenna, dalla parte del sottosuolo e, quindi, senza irradiazione di energia.

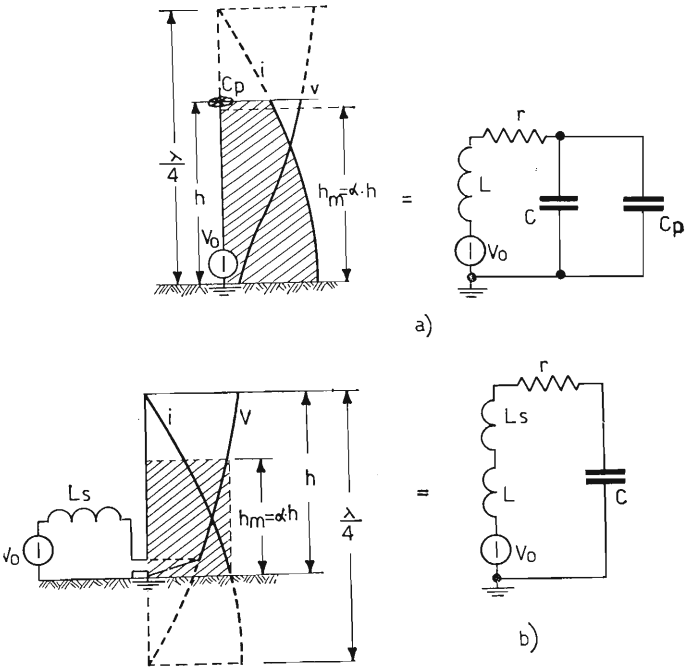


Fig. 11. – Metodi dell'allungamento dell'altezza effettiva dell'antenna: *a*) con capacità alla sommità e circuito elettrico equivalente; *b*) con induttanza alla base e circuito elettrico equivalente.

In questo caso, infatti, il termine α diminuisce, portandosi a circa 0,5 e di conseguenza diminuisce la potenza irradiata. Va da sè che, aggiungendo una capacità alla base, cioè in serie al circuito equivalente d'antenna, si provoca un effetto opposto ai precedenti, ossia, aumentando la frequenza di risonanza, si diminuisce l'altezza dell'antenna reale, in quanto se ne accorcia la sua lunghezza d'onda naturale. L'antenna marconiana trova applicazione nelle stazioni impieganti onde lunghe e medie oltre che per trasmittenti di piccola potenza (radioamatori) o nei servizi mobili con onde cortissime.

7. Linea alimentata al centro in ventre di corrente - dipolo o antenna hertziana.

L'antenna hertziana è costituita da un conduttore lungo $\frac{\lambda}{2}$ alimentato in ventre di tensione ad un'estremità o in ventre di corrente al centro. Anche in questo caso, l'altro conduttore è costituito da un piano di elevata con-

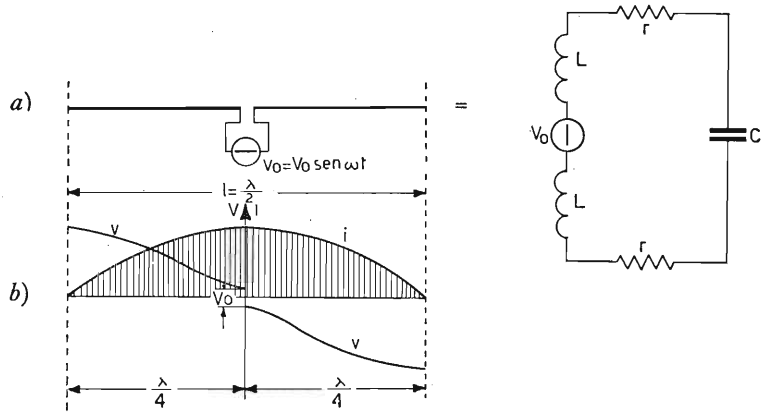


Fig. 12. – *a*) Dipolo elementare alimentato al centro in ventre di corrente e circuito equivalente; *b*) andamento della tensione e della corrente nel dipolo stesso.

ducibilità (terra o mare) ed il conduttore rimanente può essere teso orizzontalmente, a sufficiente distanza dal suolo, oppure verticalmente. In entrambi i casi le due estremità debbono essere isolate da terra. In fig. 12*a*) è indicato il dipolo, alimentato al centro (impedenza minima equivalente) da un generatore ideale di tensione $v_0 = V_0 \operatorname{sen} \omega t$ mentre in *b*) sono rappresentate le *onde stazionarie di tensione e di corrente* distribuite sull'antenna. Evidentemente, al centro, la tensione non è zero, ma è pari al valore V_0 del generatore, mentre essa sale a valori sinusoidalmente maggiori, man mano che ci si sposta verso l'estremità del dipolo, in quanto contemporaneamente, l'impedenza equivalente dei successivi punti si fa via via più grande, tendendo ad infinito all'estremità. Parallelamente, la corrente dal valore massimo al centro del dipolo, scende a valori minimi tendenti a zero all'estremità. Quest'antenna è molto impiegata nel campo delle onde corte ed ultracorte. La resistenza di irradiazione, tenendo presente che questa volta è $l = 2h$, vale:

$$R_{irr} = 800 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 = 3.200 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \quad \text{ohm.}$$

Quanto è stato detto per *l'antenna marconiana o semidipolo*, si può estendere anche per *l'antenna hertziana o dipolo* e, quindi, anche per l'eventuale allungamento o accorciamento dell'altezza equivalente. Per queste due operazioni, bisogna avere cura di effettuare le correzioni in modo simmetrico su entrambi i conduttori.

8 Potenza irradiata dalle antenne a dipolo e a semidipolo.

La potenza irradiata dall'antenna a dipolo vale espressamente:

$$P_{irr} = R_{irr} \cdot I^2_{eff} = 800 \left(\frac{2h}{\lambda}\right)^2 \cdot I^2_{eff} = 3.200 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \cdot I^2_{eff}, \tag{9}$$

mentre per il semidipolo, essa vale esattamente metà, in quanto, logicamente da questo elemento lungo $\frac{\lambda}{4}$ viene irradiata metà potenza di quella relativa al dipolo lungo $\frac{\lambda}{2}$.

Ciò è dovuto al fatto che; tensione e corrente nel *semidipolo irradiante* sono esattamente uguali alle corrispondenti tensioni e correnti su metà lato irradiante del dipolo hertziano. La potenza di irradiazione dell'antenna a semidipolo vale, allora:

$$P_{irr} = 1.600 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \cdot I^2_{eff}. \tag{10}$$

Il calcolo delle resistenze di irradiazione nel caso di antenne: a dipolo e a semidipolo, in regime sinusoidale, con $\alpha = \frac{2}{\pi} = 0{,}636$ è immediato. Esse valgono:

$$R_{irr} \text{ dipolo} = 3.200 \left(\alpha \cdot \frac{h}{\lambda}\right)^2 = 3.200 \left(\frac{2}{\pi} \cdot \frac{\frac{\lambda}{4}}{\lambda}\right)^2 \cong 80\,\Omega$$

$$R_{irr} \text{ semidipolo} = 1.600 \left(\alpha \cdot \frac{h}{\lambda}\right)^2 = 1.600 \left(\frac{2}{\pi} \cdot \frac{\frac{\lambda}{4}}{\lambda}\right)^2 \cong 40\,\Omega$$

Il valore della resistenza di irradiazione del dipolo è praticamente fissato

pari a 75 Ω (38 Ω per semidipolo), in quanto, tenendo conto della diversa velocità di propagazione di una grandezza elettrica nell'aria e nel mezzo (in quest'ultimo essa è leggermente inferiore della velocità di propagazione della luce), si fa $l < \frac{\lambda}{2}$ ed $h < \frac{\lambda}{4}$ di circa il $5 \div 6\%$. Di conseguenza vanno ritoccati i valori delle due resistenze di irradiazione, fissandoli a quanto è stato detto precedentemente: 75 Ω per dipolo e circa 38 Ω per semidipolo.

9. Generazione e propagazione delle onde elettromagnetiche.

a) ONDE ELETTROMAGNETICHE.

Abbiamo visto nel paragrafo 3 che, quando ad una linea bifilare, si applicano tensione e corrente, essa richiede un'energia al generatore, la quale si suddivide in due energie uguali: *elettrostatica* ed *elettromagnetica*. Entrambe queste energie generano intorno alla linea un *campo elettromagnetico*. Se poi questa linea è sede di onde stazionarie, ossia, se essa costituisce l'antenna emittente, il campo elettromagnetico variabile, dovuto all'energia variabile del generatore, si allontana dall'antenna con onde elettromagnetiche. Queste onde si propagano nello spazio circostante, alla velocità di propagazione:

$$u = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon \cdot \mu}} \qquad \text{(legge di Maxwell)}$$

dove ε e μ sono rispettivamente la *costante dielettrica e la permeabilità magnetica del mezzo*, attraverso il quale avviene la propagazione. Nell'aria (vuoto), essendo:

$$\varepsilon_0 = 8{,}86 \cdot 10^{-12} \quad \text{e} \quad \mu_0 = 1{,}256 \cdot 10^{-6},$$

la velocità di propagazione vale:

$$u = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \cdot \mu_0}} = \frac{1}{\sqrt{8{,}86 \cdot 10^{-12} \cdot 1{,}256 \cdot 10^{-6}}} = 3 \cdot 10^8 \text{ m/sec} = 300 \cdot 10^3 \text{ km/sec}$$

coincidente con la velocità della luce. Nella fig. 13, secondo una successione di diagrammi, sono rappresentati il sistema di generazione e di propagazione del campo elettromagnetico, relativamente ad un dipolo collegato ad un generatore ed isolato nello spazio e ad un semidipolo collegato ad un generatore e fissato al suolo. Come si può notare dalla fig. 13 attorno al dipolo (o semidipolo) il *campo elettrico* ed il *campo magnetico* sono ortogonali fra loro e sono legati dalla relazione:

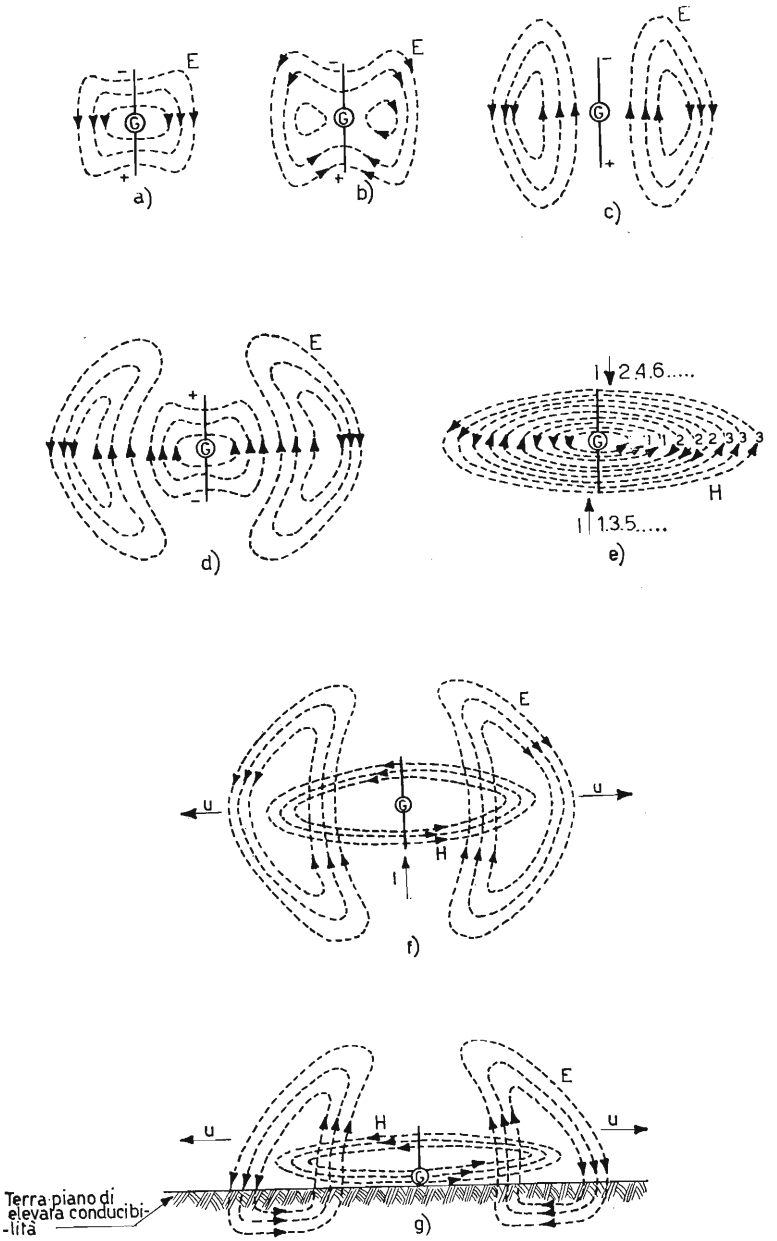


Fig. 13. – Rappresentazione in *a*) *b*) *c*) *d*) della formazione successiva delle onde elettriche che lasciano via via l'antenna, alla velocità *u*; *e*) campo magnetico equivalente, perpendicolare al campo elettrico; *f*) campo elettromagnetico generato dal dipolo nello spazio; *g*) campo elettromagnetico generato dal semidipolo nello spazio.

$$\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = \rho_0 \quad \text{ohm.} \tag{11}$$

Tale rapporto, espresso in ohm, si indica con ρ_0 e rappresenta la *resistenza caratteristica dello spazio*, essa, sostituendo a μ_0 ed ε_0 i rispettivi valori, vale:

$$\rho_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = \sqrt{\frac{1{,}256 \cdot 10^{-6}}{8{,}86 \cdot 10^{-12}}} \cong 377 \quad \text{ohm.} \tag{12}$$

Attorno all'elemento irradiante, così come abbiamo visto nelle linee di trasmissione, vi è quindi propagazione di energia elettromagnetica alla velocità u. Tale energia, allontanandosi dall'elemento radiante, va ad occupare superfici concentriche al dipolo, ciascuna con uguale intensità di campo in ogni suo punto, ma successivamente più estese. Di conseguenza, la potenza irradiata diminuisce allontanandosi dall'antenna in modo inversamente proporzionale al quadrato della sua distanza. L'energia elettromagnetica che transita nell'unità di tempo (sec.), attraverso l'unità di superficie (m^2) normale alla direzione di propagazione, rappresenta la densità di campo della potenza elettromagnetica, ad una certa distanza dall'elemento irradiante.

Essa vale:

$$E_{e \cdot m \cdot} = \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot \frac{H}{\sqrt{2}} \quad \frac{\text{watt}}{\text{m}^2} \tag{13}$$

dove sono stati sostituiti i valori efficaci dell'intensità di campo elettrico E (volt/m) e di campo magnetico H (amp/m).

L'espressione della potenza elettromagnetica (13) possiamo esprimerla in funzione di ρ_0 ed E. Infatti, ricavando

$$H = \frac{E}{\rho_0}$$

dalla (11) e sostituendola nella (13) si ha:

$$E_{e \cdot m \cdot} = \frac{E^2}{2\,\rho_0} \quad \frac{\text{watt}}{\text{m}^2} \tag{14}$$

dalla quale si può ottenere:

$$E = \sqrt{2 \cdot \rho_0 \cdot E_{e \cdot m \cdot}} \quad \frac{\text{volt}}{\text{m}} \tag{15}$$

La (15) esprime che l'intensità di campo elettrico (e di conseguenza di campo magnetico), essendo legati ad $E_{e.m.}$ che varia in modo inversamente proporzionale al quadrato della distanza, variano anche loro in modo inversamente proporzionale alla distanza dal dipolo.

b) DIAGRAMMA DI IRRADIAZIONE DI UN'ANTENNA.

Il diagramma di irradiazione di un'antenna emittente, ad esempio, il dipolo elementare, si ottiene per successive determinazioni dell'intensità di campo nei dintorni del dipolo, con uno strumento misuratore di campo. Il diagramma risultante (fig. 14*a*) dimostra che l'intensità di campo nei dintorni del dipolo irradiante, non è uniforme in tutte le direzioni, come invece succede per il radiatore isotropico, ma essa varia al variare dell'angolo θ che la direzione considerata forma con l'asse del dipolo. Più precisamente, *la irradiazione è nulla* allorché la direzione considerata è sull'asse del dipolo, *è massima* allorché la direzione considerata è normale all'asse del dipolo ed assume valori intermedi al variare dell'angolo θ che essa forma rispetto l'asse del dipolo. Nel caso del dipolo elementare il diagramma di irradiazione è coincidente con una circonferenza di diametro E_{max}. Una figura che esprime con completezza la propagazione di energia nei dintorni del dipolo elementare irradiante è data dal solido di irradiazione (fig. 14*b*) originato dalla rotazione della circonferenza che esprime l'intensità di campo nella direzione della propagazione (fig. 14*a*), attorno all'asse del dipolo elementare.

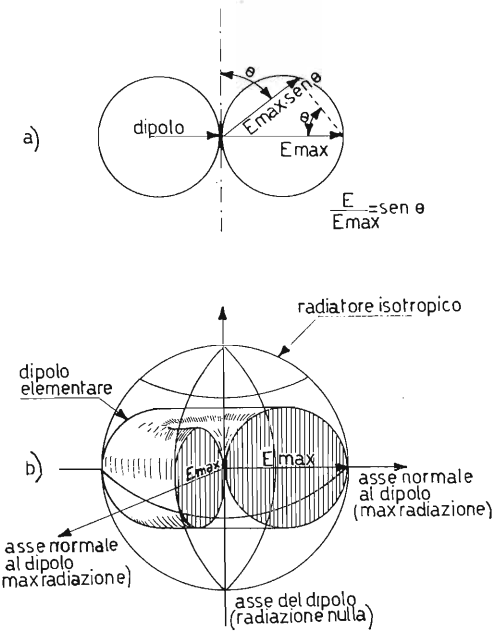


Fig. 14. – *a*) Diagramma di irradiazione di un dipolo elementare; *b*) solido di irradiazione di un dipolo elementare, assieme a quello del radiatore isotropico.

Assieme al solido di irradiazione del dipolo, in cui manca per maggior chiarezza uno spicchio, è accennato quello relativo al radiatore isotropico, il quale genera la stessa intensità di campo E_{max} nella direzione di massima propagazione, del dipolo elementare. Tale solido è rappresentato da una sfera. Si può, allora, dimostrare dal con-

fronto dei due solidi che, per il dipolo elementare occorre una potenza 1,5 volte inferiore di quella dell'elemento isotropico, per ottenere la stessa intensità di campo nella direzione di massima irradiazione. Il fattore 1,5 rappresenta il guadagno G del dipolo rispetto il radiatore isotropico. Infatti, si definisce guadagno G di un'antenna il rapporto fra la potenza che si dovrebbe fornire al radiatore isotropico, il quale concentualmente irradia uniformemente in tutte le direzioni, e quella che deve essere irradiata dall'antenna considerata, per ottenere la stessa intensità di campo nella direzione di massima irradiazione. Si possono ottenere guadagni G più elevati ricorrendo ad antenne direttive.

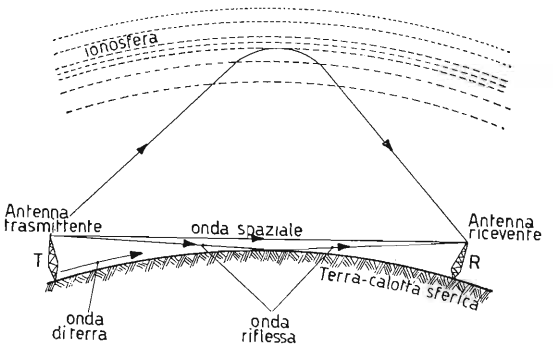


Fig. 15. – Sintesi dei vari sistemi di propagazione delle onde elettromagnetiche.

c) Sistemi di propagazione delle onde elettromagnetiche.

Le onde elettromagnetiche emesse dall'antenna trasmittente giungono a quella ricevente, seguendo vari percorsi, fra i quali i più differenziati ed importanti possono così denominarsi: *onda di superficie o di terra* (ground wave), *onda spaziale o troposferica e onda ionosferica* (sky wave).

Nella fig. 15 sono riassunti i vari tipi di propagazione delle onde *e.m.* fra l'antenna trasmittente e l'antenna ricevente a seconda della classificazione precedente, allorché le due antenne sono ad una distanza fra di loro, in cui non è da trascurare la curvatura del suolo. Esaminiamo separatamente i tre sistemi di propagazione delle onde *e.m.*

1) Onda di superficie o di terra.

L'*onda di superficie* si genera, quando le antenne: trasmittente e ricevente si trovano vicine al suolo ad altezza relativamente piccola nei confronti della lunghezza d'onda della frequenza emittente ed entrambe polarizzate verticalmente. Infatti, se le antenne fossero polarizzate (disposte) orizzontalmente,

le linee di campo elettrico, per effetto del suolo (piano di infinita conducibilità) verrebbero da esso cortocircuitate. Il terreno costituisce una guida per le onde terrestri e se esso fosse di conducibilità infinita, farebbe valicare loro grandi distanze. Inoltre, per il fatto che il campo elettrico, propagandosi non ha linee perfettamente perpendicolari al terreno, ma leggermente inclinate in avanti, nasce una componente orizzontale del campo elettrico. Tale componente causa nel terreno una dissipazione di energia per effetto joule, fornita ovviamente dall'onda che si propaga. Per questa ragione le onde elettromagnetiche man mano che si allontanano dall'antenna trasmittente vengono successivamente attenuate (in ragione superiore di quella dovuta allo spazio), diminuendo così l'intensità del campo elettrico E. Questa attenuazione è *tanto maggiore quanto più elevata è la frequenza del segnale.* Di conseguenza l'onda di terra o superficie viene impiegata di regola per radiodiffusione circolare ad onde lunghe (150 ÷ 450 KHz) ed onde medie (525 ÷ 1605 KHz). La superficie del mare, a parità di frequenza del segnale irradiato, offre all'onda che si propaga un'attenuazione minore del terreno.

2) Onda spaziale o troposferica.

Quando l'antenna trasmittente e quella ricevente si trovano ad altezze più elevate rispetto la lunghezza d'onda del segnale trasmesso, addirittura a *distanza ottica* fra di loro (quella trasmittente vede quella ricevente), l'energia del trasmettitore giunge all'antenna ricevente, sia direttamente (onda spaziale), sia per onda riflessa dalla superficie terrestre. In questo modo all'antenna ricevente giungono due segnali che hanno percorso cammini diversi. Siccome la riflessione avviene con inversione di fase del segnale, in diversi punti di ascolto il campo provocato dall'onda diretta viene annullato da quello provocato dall'onda riflessa. Il rapporto fra l'intensità dell'onda incidente e quella dell'onda riflessa fornisce il *coefficiente di riflessione del mezzo.* Un'espressione empirica che ci fornisce approssimativamente la distanza massima di ricezione del raggio diretto, vale:

$$d_{max} \cong 4{,}2\ (\sqrt{h_T} + \sqrt{h_R}) \qquad \text{km}$$

dove con h_T e h_R sono espresse rispettivamente l'altezza dell'antenna trasmittente e quella dell'antenna ricevente, entrambe in metri; il risultato è in Km. Le onde spaziali che si propagano alle altezze più grandi, ossia in una parte di spazio compresa entro 15 Km dalla terra, vengono denominate *onde troposferiche.* Questa propagazione è favorita dalle formazioni nuvolose (cumuli) o da particolari condizioni atmosferiche, quali ad es. *l'inversione di temperatura.* Queste ultime condizioni sono praticamente sempre presenti ai tropici e sul mare. Le onde spaziali vengono preferibilmente impiegate

per frequenze superiori ai 30 MHz, nelle trasmissioni per TV e per FM, in quanto ben si prestano a servire antenne riceventi poste oltre ostacoli naturali, e quindi, in zone d'ombra, come, ad es., dietro colline, oppure per antenne ubicate oltre la curvatura terrestre.

3) Onda ionosferica.

Le *onde ionosferiche* raggiungono l'antenna ricevente provenendo dall'alto e non seguendo la superficie terrestre.

Esse, infatti, vengono riflesse dalla *ionosfera*. Per quanto riguarda la iono-

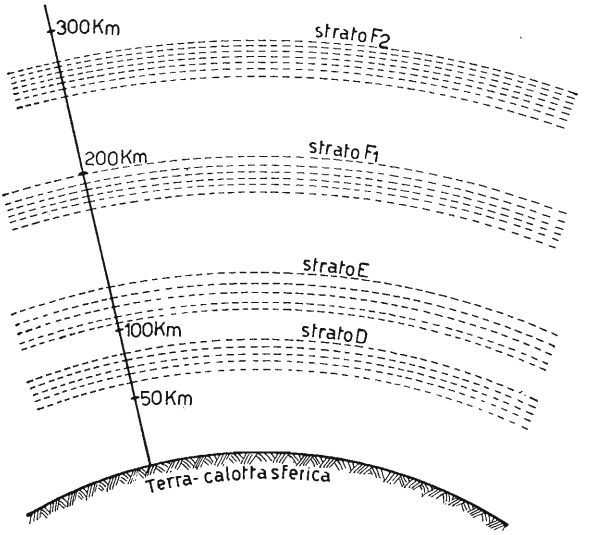


Fig. 16. – Suddivisione della ionosfera negli strati ionizzati D, E, F_1, F_2 e relativa distanza in km di ciascun strato dalla terra.

sfera, possiamo dire quanto segue. Il sole emette radiazioni ultraviolette, le quali determinano la ionizzazione dell'atmosfera che circonda la terra. Questa ionizzazione avviene nell'alta atmosfera, in cui si formano banchi di ioni positivi e negativi (strato di Heaviside). In seguito a ricerche sperimentali si è stabilito che la ionosfera si estende da circa 60 ÷ 80 Km dalla terra e raggiunge circa i 300 ÷ 350 Km di altezza. Questa zona di spazio, in cui è presente la ionosfera, è stata suddivisa in strati di ionizzazione massima, presenti di giorno e denominati, allontanandosi dalla terra: D, E, F_1, F_2, come è visibile in fig. 16.

Durante la notte, lo strato F_1 si dissolve e quello F_2 si abbassa verso lo strato F_1, fondendosi addirittura con quello E.

Tale strato notturno viene denominato: strato F. Lo strato D, che si trova al disotto di quello E, compreso fra circa 50 ÷ 90 Km, è di lieve entità ed agisce unicamente durante il giorno, mentre di notte si dissolve quasi totalmente. Mentre lo strato E è poco influenzato dalle variazioni delle ore diurne e notturne, dalle stagioni e dalle condizioni metereologiche, gli altri due strati: F_1 ed F_2 ne sono notevolmente influenzati, variando sensibilmente anche in quota. La ionizzazione dell'atmosfera è funzione dell'ora: diurna e notturna e delle stagioni ed assume la sua massima intensità, rispettivamente: a mezzogiorno e durante l'inverno. Essa è minima durante l'estate. Anche le *macchie solari* influenzano positivamente la ionizzazione.

Quando un'onda a radiofrequenza colpisce la ionosfera, in funzione del suo campo elettrico alternativo, gli elettroni della ionosfera vengono sollecitati

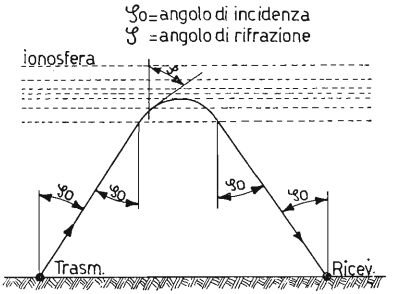


Fig. 17. – Esempio di raggio incidente riflesso dallo strato ionizzato; l'angolo incidente φ_0 è uguale all'angolo riflesso φ_0.

a vibrare sinusoidalmente e secondo linee parallele al flusso elettrico dell'onda, con vibrazioni tanto più intense quanto più bassa è la frequenza del segnale incidente. In questo modo gli elettroni della ionosfera assorbono energia dall'onda a radiofrequenza e la reirradiano quasi totalmente verso la terra, originando l'onda riflessa. La riflessione può essere interpretata anche nel seguente modo, ossia: quando l'onda del trasmettitore penetra in zone successivamente più ionizzate, subisce spostamenti secondo la sua traiettoria normale, tanto più rilevanti quanto più intensa diventa la ionizzazione. Quando la deviazione subita dall'onda incidente, ossia quando l'angolo φ di rifrazione raggiunge i 90° e li supera l'onda a radiofrequenza non può più penetrare nello strato ionizzato e di conseguenza viene da questo totalmente riflessa (fig. 17).

L'onda riflessa, attraversando, nel suo ritorno verso la terra, strati di spazio successivamente meno ionizzati, modifica la direzione, rendendola pian piano rettilinea, in modo da uscire dallo strato riflettente con un angolo pari a quello

incidente. Possiamo, allora, concludere che la riflessione totale di un'onda a radiofrequenza, da parte dello strato ionizzato, dipende oltre che dalla *frequenza del segnale*, anche dalla *densità degli elettroni atmosferici e dall'angolo d'incidenza nella ionosfera*. La fig. 18 rappresenta vari casi di riflessione per angoli diversi di incidenza nello strato ionizzato. La curva 1 è, infatti, relativa ad un'onda con angolo d'incidenza molto grande, per cui essa subisce la riflessione appena raggiunge il primo strato ionizzato. Le curve 2 e 3 ad angolo d'incidenza più piccolo debbono penetrare maggiormente lo strato ionizzato,

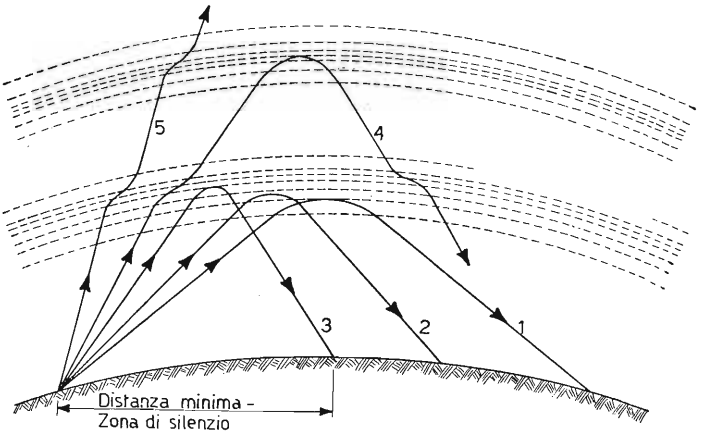


Fig. 18. – Rappresentazione di vari casi di riflessione da parte della ionosfera per segnali ad angolo di incidenza diversa. È anche visibile per il caso 3 la distanza minima di ricezione dal trasmettitore, essa rappresenta il limite massimo della zona di silenzio.

per subire la riflessione. Può succedere, come dalla curva 4, che il primo strato non riesca a deviare la traettoria del segnale della quantità occorrente per la riflessione totale. Di conseguenza, l'onda supera il primo strato e subisce la riflessione solamente dal secondo strato che, per comodità, supponiamo avere densità di ionizzazione maggiore del primo. Possiamo notare che man mano l'angolo d'incidenza nella ionosfera si fa più piccolo, la distanza dell'onda riflessa dal trasmettitore diminuisce fino a raggiungere un minimo per opportuno angolo d'incidenza (ad esempio la curva 3). La distanza minima che intercorre, allora, fra il trasmettitore e l'onda riflessa, viene denominata *distanza di silenzio o zona di silenzio*. La frequenza del segnale, per la quel avviene la ricezione con onda ionosferica a distanza di silenzio, è chiamata *massima frequenza utilizzabile*. Superando tale frequenza, l'onda riflessa non interessa più il punto considerato, ma lo supera in distanza.

Infine, la curva 5 rappresenta un'onda che incide lo strato ionizzato con un angolo molto piccolo. Essa, non subendo la giusta rifrazione dagli strati

ionizzati prosegue il cammino senza ritornare sulla terra, se non per una riflessione dovuta volutamente da un corpo celeste, oppure, oggi tanto attuale, dovuta ad un satellite artificiale, il quale, animato da opportuna velocità, resta un punto fisso nello spazio fra la stazione trasmittente e quella ricevente, permettendo radiocollegamenti continentali ed extra continentali di facile

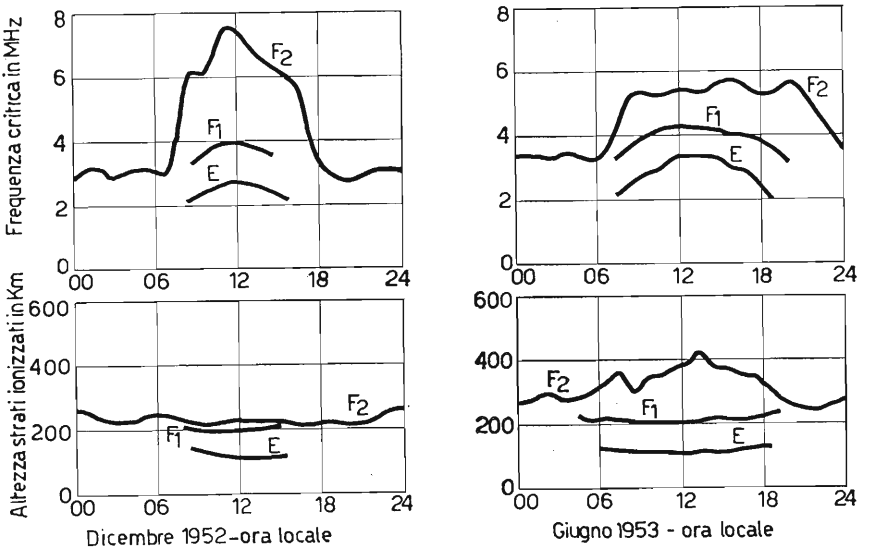


Fig. 19. – Diagrammi rappresentanti i valori delle frequenze critiche e delle altezze medie, relative agli strati ionizzati, considerati nelle 24 ore di due giorni appartenenti a due stagioni diverse e consecutive.

realizzazione. Il sistema di trasmissione con satelliti artificiali ha attualmente raggiunto una fase di avanzata utilizzazione e dischiude per il futuro un vasto campo di utilizzazione oggi ancora imprevedibile. Ciascun strato ionizzato, in funzione della propria densità di ionizzazione ha una *frequenza limite*, al disopra della quale non provoca la riflessione dell'onda incidente verso la terra. Tale frequenza, denominata critica (f_c) è diversa per ogni tipo di strato ionizzato, e rappresenta la più elevata frequenza che lo strato interessato è in grado di riflettere, nelle condizioni più sfavorevoli, ossia, quando l'onda incidente è verticale. Nella fig. 19 sono rappresentate le curve relative alla frequenza critica ed altezza di ciascun strato ionizzato durante le ore del giorno e relativamente a due stagioni diverse durante un anno di bassa attività solare. Nella fig. 20 sono rappresentati i vari tipi di propagazione, che possono avvenire per un'onda in una zona di terreno con ostacoli naturali.

TABELLA N. 1. – *Classificazione, caratteristiche di propagazione e impieghi delle onde radio.*

Classe di frequenza	Campo di frequenza	Lunghezza d'onda	Caratteristiche di propagazione	Usi
VLF (very low frequency = frequenze molto basse).	10 ÷ 30 KHz	30 ÷ 10 km	Bassa attenuazione in qualunque ora del giorno e della notte ed in qualsiasi stagione. Certezza di collegamenti.	Comunicazioni intercontinentali. Radio navigazione.
LF (low frequency = frequenze basse).	30 ÷ 300 KHz	10 ÷ 1 km	Bassa attenuazione specialmente notturna. Assorbimento diurno maggiore delle *VLF*.	Comunicazioni intercontinentali. Radio navigazione.
MF (medium frequency = frequenze medie).	300 ÷ 3000 KHz	1 ÷ 0,1 km	Alta attenuazione diurna. Bassa attenuazione notturna.	Radiodiffusione a modulazione di ampiezza. Radiocomunicazioni per aerei e navi.
HF (high frequency = frequenze alte).	3 ÷ 30 MHz	100 ÷ 10 m	Trasmissione a grande distanza con onde ionosferiche e con intensità variabile a seconda dell'ora, della stagione e della frequenza.	Radiodiffusione di qualsiasi tipo a media e a lunga distanza.
VHF (very high frequency = frequenze altissime).	30 ÷ 300 MHz	10 ÷ 1 m	Propagazione di tipo rettilineo analoga alle onde luminose. La propagazione non è influenzata dalla ionosfera.	Collegamenti a brevi distanze: televisione, modulazione di frequenza, radar, radio-navigazione.
UHF (ultra high frequency = frequenze ultra elevate).	300 ÷ 3000 MHz	100 ÷ 10 cm	Propagazione di tipo rettilineo analoga alle onde luminose. La propagazione non è influenzata dalla ionosfera.	Televisione, ponti radio, radar, radio-navigazione.
SHF (super high frequency = frequenze super elevate).	3 ÷ 30 GHz	10 ÷ 1 cm	Propagazione di tipo rettilineo analoga alle onde luminose. La propagazione non è influenzata dalla ionosfera.	Radar, ponti radio, radio-navigazione.
EHF (Extremly high frequency = frequenze estremamente elevate.	30 ÷ 300 GHz	10 ÷ 1 mm	Propagazione di tipo rettilineo analoga alle onde luminose. La propagazione non è influenzata dalla ionosfera.	Radar meteorologici, radio-navigazione.

Le frequenze superiori a 300 MHz vengono denominate « microonde ».

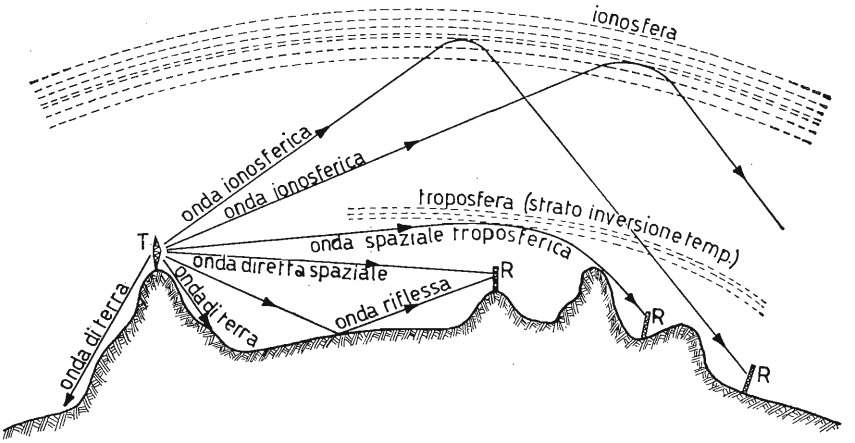


Fig. 20. – Visione sintetica dei vari sistemi di propagazione delle onde e.m. attraverso un'ampia zona avente ostacoli naturali.

d) Classificazione delle frequenze.

Nel 1947 si è tenuta ad Atlantic City un'assemblea internazionale delle Radio e Telecomunicazioni, i lavori della quale hanno portato a formare una *classificazione delle frequenze radio*, raggruppate in sigle ed internazionalmente accettate. Nella tabella n. 1 sono elencate tali frequenze, le loro caratteristiche di propagazione ed il loro impiego.

Le microonde, a seconda della banda di frequenze di utilizzazione, sono state suddivise in sigle impiegate, specialmente nel campo commerciale, per indicare le frequenze di lavoro dei vari componenti e dei complessi, in cui essi sono montati. Esse sono riportate nella tabella n. 2.

Tabella N. 2. – *Sigle e bande di frequenze per microonde.*

Sigla	Banda di frequenze
P	225 ÷ 390 MHz
L	390 ÷ 1550 MHz
S	1,55 ÷ 5,2 GHz
X	5,2 ÷ 11 GHz
K	11 ÷ 33 GHz

e) CONSIDERAZIONI RIASSUNTIVE SUL SISTEMA DI PROPAGAZIONE DELLE VARIE FREQUENZE.

1) *Onde lunghe.*

Le onde lunghe si propagano per *onde di superficie* e per *onde ionosferiche.* Le onde di superficie subiscono una piccola attenuazione e, seguendo la curvatura terrestre possono raggiungere, con appropriate potenze, grandi distanze fino a circa mille chilometri. L'onda ionosferica, invece, relativamente al basso valore della propria frequenza viene subitamente riflessa dallo strato ionizzato senza penetrarvi in modo apprezzabile e, quindi, subendo da questo una limitata attenuazione. Ritornando sulla terra, la radio onda viene da questa nuovamente riflessa verso la ionosfera, potendo in questo modo valicare grandi distanze, in quanto essa trova nella ionosfera e nella superficie terrestre due valide superfici conduttrici, con minima attenuazione ad ogni riflessione. Siccome la riflessione dipende dagli strati ionizzati, l'intensità del campo elettromagnetico ed il percorso coperto dall'onda, come osservato precedentemente, varia oltre che dal giorno alla notte, anche dal tipo di stagione. Le migliori condizioni si verificano a mezzogiorno e durante l'inverno. Le antenne dei trasmettitori sono del tipo marconiano, compensate per il migliore fattore di forma dell'antenna e quindi maggiore potenza irradiata.

Le antenne riceventi sono costituite comunemente da un conduttore di adeguata lunghezza, teso orizzontalmente ad opportuna distanza dal suolo, isolato da terra, con discesa di solito ad un estremo, oppure disposto verticalmente a stilo su di un alto edificio, con raggera alla sommità per aumentare l'altezza effettiva dell'antenna, isolato da terra e con discesa alla base.

2) *Onde medie.*

Anche le *onde medie* si propagano per *onde di superficie* e per *onde ionosferiche.* Le onde medie di superficie sono maggiormente attenuate delle corrispondenti onde lunghe, per cui, con adeguata potenza del trasmettitore, si riesce a raggiungere distanze massime di poche centinaia di chilometri. L'onda ionosferica, prima della riflessione verso la terra, penetra maggiormente lo strato ionizzato, per cui è da esso maggiormente attenuata.

Può succedere a volte, durante il giorno, che la ionosfera attenui talmente l'onda incidente da comprometterle la riflessione verso la terra. Durante la notte l'attenuazione è minore e la propagazione migliora. A sensibile distanza dal trasmettitore, in funzione della contemporaneità dell'onda di superficie e dell'onda spaziale, è presente spesso *l'effetto dell'evanescenza o fading*, riconoscibile dalle fluttuazioni che subisce l'intensità del segnale ricevuto. Si ovvia nel radioricevitore all'effetto fading, equipaggiandolo con il circuito del *CAG* (come osservato nel volume 2º trattando i radioricevitori AM ed FM).

L'antenna trasmittente, dovendo generare onde di superficie (o terrestri) deve essere disposta verticalmente ed è costituita da un pilone autoirradiante. Esso è formato da un palo metallico tubolare o a traliccio isolato alla base, la cui altezza è tale da costituire generalmente un'antenna marconiana (semidipolo), la quale, con capacità alla sommità (anello a raggera) può anche aumentare la sua altezza effettiva. L'alimentazione del pilone autoirradiante avviene naturalmente alla base. L'antenna ricevente può essere costituita da un semplice conduttore di rame, di lunghezza limitata, data la discreta intensità di campo elettromagnetico che si prevede nella zona d'ascolto, teso orizzontalmente o verticalmente, internamente od esternamente all'ambiente in cui avviene la ricezione.

3) *Onde corte.*

Le *onde corte* si propagano quasi esclusivamente per *onde ionosferiche*, in quanto le onde terrestri subiscono una grande attenuazione e sono praticamente eliminate a breve distanza dal trasmettitore. Data l'elevata frequenza del segnale, la propagazione per onde ionosferiche è a bassa attenuazione, potendo in questo modo valicare grandi distanze. Per contro, esiste una distanza minima dal trasmettitore, relativamente alla massima frequenza utilizzabile, denominata: distanza di silenzio o zona di silenzio, prima della quale non è possibile la ricezione del segnale, anche se il trasmettitore ha forte potenza. Nella propagazione delle onde corte, mentre i disturbi di origine atmosferica e quelli dovuti ad apparecchiature industriali poco influenzano la ricezione, è presente in modo determinante l'evanescenza del segnale o effetto fading, ed allora è quanto mai necessario equipaggiare il radioricevitore del *CAG*. Le onde corte sono generalmente impiegate per radiocollegamenti anche di tipo commerciale, potendo esse sorpassare medie e grandi distanze.

L'antenna trasmittente è solitamente del tipo a dipolo, disposta indifferentemente, a seconda delle esigenze, in senso orizzontale o verticale. L'antenna ricevente, se non per ricezioni particolari, può essere costituita da uno spezzone di conduttore, analogamente al caso delle onde medie.

4) *Microonde.*

Le *microonde* si propagano esclusivamente per *onde spaziali*: dirette e riflesse. Tali frequenze sono, infatti, insensibili sia all'effetto riflettente della ionosfera, venendo semmai riflesse dalla troposfera, la quale si trova a breve distanza dalla terra ed è capace di influenzare queste frequenze; sia dall'onda di superficie, in quanto essa, data la particolare alta frequenza, è assorbita a breve distanza dal trasmettitore. Le microonde si propagano, allora, in modo rettilineo e le due antenne: trasmittente e ricevente debbono essere

fra di loro a *distanza ottica*. Per potere valicare sufficienti distanze, data la curvatura terrestre, è bene che entrambe le antenne siano ubicate in luoghi elevati dal suolo in modo da potersi fra loro vedere. È bene ricordare che l'onda riflessa dal suolo o dalla superficie del mare, percorrendo di regola un cammino diverso e più lungo, può giungere al punto di ricezione in fase od in opposizione di fase rispetto l'onda diretta, causando perciò in detto punto somme o sottrazioni di campo elettromagnetico. L'onda riflessa può anche prendere origine da ostacoli, sia naturali (monti, colline), sia artificiali (fabbricati, masse metalliche), per cui è consigliabile, per evitare una cattiva ricezione, rimuovere l'antenna ricevente dalle condizioni disagiate, come ad esempio elevarla dal suolo, oppure orientarla in modo diverso. Questa operazione, di regola, si fa per le antenne riceventi per televisione. Le microonde sono solitamente impiegate per la radiodiffusione a modulazione di frequenza e per il programma della televisione, inoltre per ponti radio, radar, radio navigazioni.

Sono attualmente allo studio ed in fase sperimentale le comunicazioni tramite le microonde, impieganti i satelliti artificiali «intelstat» orbitanti a grandi distanze dalla terra (35.000 Km dal suolo terrestre) e alimentati con energia nucleare. La tecnica delle comunicazioni tramite satellite artificiale è favorita dal fatto che, le microonde, attraversando gli strati ionizzati: D, E, F_1, F_2, subiscono da questi bassissime attenuazioni e quindi possono conservare, nel percorso di andata e ritorno, gran parte dell'energia irradiata dal trasmettitore. Le antenne trasmittenti: dipoli o semidipoli, sono del tipo direttivo, ossia a *fasci di onde convogliate*, favorendo l'impiego di limitate potenze e coprendo, nella radiodiffusione circolare distanze al massimo 1,3 volte l'orizzonte ottico. Le antenne riceventi sono anch'esse direttive, ossia formate, come vedremo nel prossimo capitolo, oltre che dal dipolo elementare costituente l'antenna reale, da elementi parassiti, i quali, a seconda della loro ubicazione, rispetto l'antenna trasmittente e della loro lunghezza vengono denominati: *riflettore* o *direttore*. Nei ponti radio sono impiegate per la trasmissione e la ricezione delle microonde, antenne a *paraboloidi* e *guide d'onda*, le quali hanno la proprietà di convogliare l'informazione in un limitato fascio di campo elettromagnetico.

Capitolo II

ANTENNE RICEVENTI PER FM E PER TELEVISIONE

Abbiamo studiato nel capitolo I i sistemi di comunicazione attraverso lo spazio, ossia senza l'ausilio dei fili. La potenza del trasmettitore, infatti, viene, attraverso l'antenna trasmittente, trasformata in energia elettromagnetica, la quale, abbandonando l'elemento irradiante si propaga nello spazio sottoforma di onde elettromagnetiche, in tutte le direzioni, alla velocità della luce u.

Una parte dell'energia irradiata colpisce l'antenna ricevente, la quale, induce in sè una fem di mutua induzione, che in ogni istante è esattamente proporzionale al segnale trasmesso. Tale fem viene dall'antenna ricevente trasferita al ricevitore, il quale provvede alla selezione ed all'amplificazione di tale segnale, fornendo tramite il rivelatore elettro-acustico (altoparlante) il segnale d'informazione che il trasmettitore ha irradiato. Lo spazio libero costituisce, allora, il mezzo attraverso il quale il ricevitore (utilizzatore) è collegato al trasmettitore (generatore). In questo capitolo studieremo le antenne riceventi, con particolare riguardo a quelle per televisione, fornendo per queste ultime anche esempi di adattamento fra l'antenna e la linea di discesa per il collegamento al ricevitore.

10. Antenna ricevente: definizione, circuito equivalente, potenza utile.

L'antenna ricevente è costituita da un conduttore di opportuna lunghezza, teso orizzontalmente o verticalmente, lontano dal suolo, il quale, immerso in un campo elettromagnetico variabile, taglia linee di forza ed induce a sè una fem avente le stesse caratteristiche del segnale irradiato. Se l'antenna ricevente è priva di perdite, ossia in essa nulle sono le resistenze di qualsiasi origine, tutta l'energia assorbita dall'antenna allo spazio viene di nuovo da questa irradiata. Se, invece, introduciamo in serie all'antenna ricevente

un carico utilizzatore, una parte dell'energia captata interessa anche il carico. Di conseguenza della totale energia assorbita, mentre una parte viene nuovamente reirradiata, l'altra parte viene utilizzata dal carico. Un'antenna ricevente, disposta verticalmente del tipo di fig. 21*a*), può essere schematizzata secondo il circuito equivalente di fig. 21*b*), dove oltre la tensione indotta dall'elemento

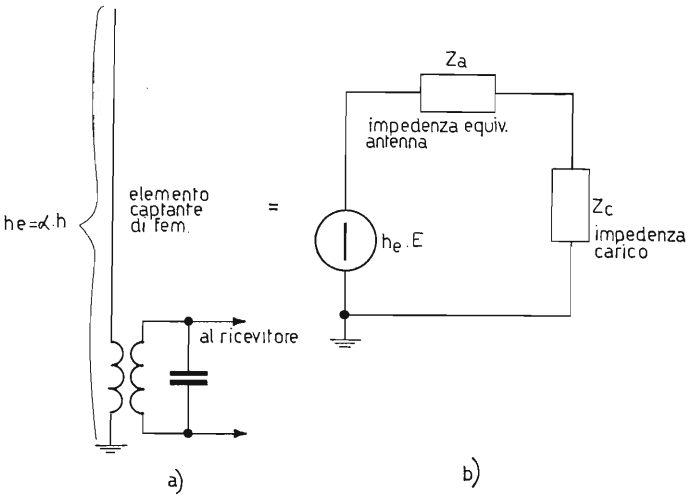


Fig. 21. – *a*) Esempio di antenna ricevente accoppiata induttivamente al circuito utilizzatore; *b*) circuito elettrico equivalente.

captatore (conduttore che taglia linee elettriche), il cui valore è:

$$h_e \cdot E = \alpha\, h \cdot E \quad (\mu \text{ volt})$$

a spese del campo elettrico variabile E (μ volt/m) stabilito dal generatore, sono presenti l'impedenza equivalente d'antenna Z_a e l'impedenza del carico Z_c utilizzatore del segnale. Tali impedenze sono coincidenti alla sola parte reale, allorché l'antenna è *accordata* sul segnale in arrivo. A sua volta, l'impedenza Z_a, che supponiamo coincidente con R_a, vale:

$$R_a = R_{irr} + R_{equiv}$$

in cui si sono indicate con R_{irr} la resistenza di irradiazione dell'antenna e con R_{equiv} la resistenza dovuta alle perdite dell'antenna. Supponendo l'antenna accordata, la corrente in essa circolante vale:

$$I = \frac{h_e \cdot E}{R} \qquad (\mu \text{ amp})$$

dove:

$$R = R_{irr} + R_{equiv} + R_c$$

è, la resistenza totale,

$$h_e = \alpha \cdot h$$

l'altezza equivalente d'antenna (in metri), E l'intensità del campo elettrico (nel caso di antenna verticale) nel punto di ricezione (in μ volt/m).

Agli stessi risultati si giunge considerando l'antenna tesa orizzontalmente, quando essa taglia linee magnetiche, anziché linee elettriche. La potenza elettrica captata dall'antenna vale, allora:

$$P = \frac{(h_e \cdot E)^2}{R} \quad \mu\mu \text{ watt.}$$

La potenza fornita dall'antenna al carico è *massima, allorchè la resistenza di perdita è trascurabile e la resistenza di irradiazione è uguale alla resistenza del carico.*

Diciamo, per ultimo, che la potenza che l'antenna preleva dallo spazio diventa successivamente più piccola man mano che aumenta la frequenza del segnale, per cui, specialmente per le onde corte occorrono antenne a forte guadagno.

11. Antenna ricevente per il programma della radiodiffusione a modulazione di frequenza.

L'antenna ricevente per il programma FM (88 ÷ 108 MHz), è costituita da un *dipolo semplice*, disposto orizzontalmente, in quanto allo stesso modo è disposto il dipolo trasmittente. Inoltre, per la massima ricezione del segnale irradiato, oltre ad essere collocato a sufficiente altezza dal suolo (a distanza ottica con il trasmettitore) ed isolato da terra, è di fondamentale importanza che esso sia *esattamente parallelo* al dipolo trasmittente. Per un buon trasferimento di energia dall'antenna al ricevitore si preferisce impiegare anziché il dipolo semplice, la cui resistenza di irradiazione è di circa 75 Ω, il *dipolo ripiegato* (folded dipole) la cui resistenza di irradiazione al centro è quattro volte maggiore, ossia: 280 ÷ 300 ohm.

Infatti, se per il dipolo semplice (fig. 22*a*), la potenza captata è pari ad $R\ I^2$, ossia al prodotto della resistenza di irradiazione per il quadrato della corrente I in esso circolante, anche per il dipolo ripiegato la potenza sarà della stessa entità. Ora, se i due conduttori costituenti il dipolo ripiegato sono esattamente uguali, cioè dello stesso materiale e della stessa sezione, la corrente in ciascuno di essi è la metà della totale, ossia di quella del dipolo sem-

plice e vale $\frac{I}{2}$. Di conseguenza la resistenza al centro del dipolo ripiegato si ricava dalla seguente uguaglianza:

$$R \text{ dipolo semplice} \cdot I^2 = R \text{ dipolo ripiegato} \cdot \left(\frac{I}{2}\right)^2$$

$$R \text{ dipolo ripiegato} = 4 \cdot R \text{ dipolo semplice}$$

$$R \text{ dipolo ripiegato} = 4 \cdot 75 = 300 \text{ ohm.}$$

Naturalmente per il dipolo ripiegato si deve impiegare una linea di discesa avente l'impedenza caratteristica di 300 ohm.

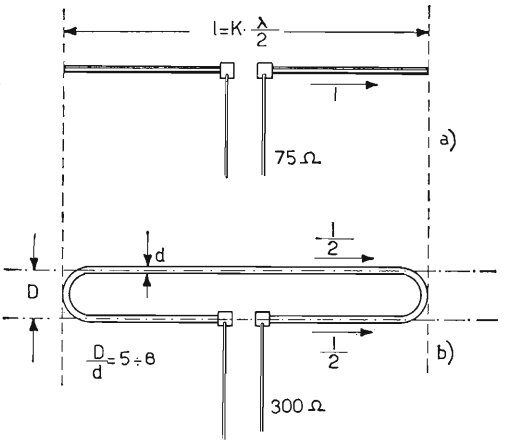


Fig. 22. – *a*) Dipolo elementare; *b*) dipolo ripiegato.

Per tale dipolo, in generale, se il conduttore non collegato alla discesa è di sezione: uguale, doppia, tripla ecc., rispetto l'altro, in quest'ultimo la corrente diventa ½, ⅓, ¼ della totale, per cui la resistenza al centro diventa 2^2, 3^2, 4^2 ecc. volte la resistenza del dipolo semplice.

Il dipolo ripiegato di fig. 22*b*) può essere costruito mediante un tubetto di rame o di alluminio. La sua lunghezza *l*, tenendo conto di una frequenza media della gamma ricevuta di:

$$f_0 = \sqrt{f_{min} \cdot f_{max}} = \sqrt{88 \cdot 10^6 \cdot 108 \cdot 10^6} \cong 97{,}5 \cdot 10^6 \text{ Hz}$$
$$= 97{,}5 \text{ MHz.}$$

vale:

$$l = \frac{1}{2} K \lambda_0 \tag{16}$$

in cui K rappresenta il coefficiente di propagazione della grandezza nel mezzo ed è dato dal rapporto esistente fra la velocità di propagazione della corrente nel materiale costituente il dipolo e la velocità delle onde elettromagnetiche nello spazio. Tale coefficiente, variabile a seconda del materiale impiegato, per il rame vale: $K = 0{,}92 \div 0{,}94$, mentre per l'alluminio (materiale di più frequente impiego) esso vale: $K = 0{,}8 \div 0{,}85$. Dalla (16) per materiale impiegato alluminio, scegliendo $K = 0{,}82$, la lunghezza del dipolo vale:

$$l = \frac{1}{2} K \lambda_0 = \frac{1}{2} K \frac{u}{f_0} = \frac{1}{2} \cdot 0{,}82 \cdot \frac{300 \cdot 10^6}{97{,}5 \cdot 10^6} = 0{,}41 \cdot 3{,}08 \cong 1{,}26 \text{ m},$$

e l'impedenza caratteristica è dell'ordine di 300 ohm quando il rapporto esistente fra la distanza fra gli assi dei due conduttori, uguali, e paralleli D ed il diametro di uno di loro d (per entrambi uguale sezione), ossia D/d è circa $5 \div 6$.

Affinché l'antenna sia sufficientemente resistente alla forza del vento, e degli agenti atmosferici in genere, è bene che il diametro del tubetto rigido con il quale si costruisce il dipolo, sia dell'ordine di $12 \div 15$ mm.

12. Antenne riceventi per il programma televisivo, antenne direttive.

Il segnale irradiato dal trasmettitore giunge all'antenna ricevente, sia per *onde dirette*, sia per *onde riflesse*; queste ultime causate da ostacoli naturali o artificiali. Di conseguenza, specialmente nella trasmissione di immagini televisive, la ricezione dell'onda indiretta, la quale percorre un cammino più lungo di quella diretta, è indesiderabile perché turba la nitidezza dell'immagine ricevuta, provocando una serie di immagini spostate rispetto l'immagine fondamentale (fenomeno di eco). D'altronde, come abbiamo osservato nella fig. 14, il dipolo ha un proprio *solido di irradiazione*, ed in particolare diametralmente opposti alla direzione del trasmettitore, due *lobi* di ricezione, ossia: uno collocato dalla parte del trasmettitore e l'altro situato dalla parte opposta, per cui la ricezione del segnale diretto e riflesso è possibile nei due sensi. Si ovvia quasi totalmente alla ricezione di segnali indesiderati, provenienti in direzione opposta del trasmettitore, disponendo accanto all'antenna reale (costituita dal dipolo ripiegato) e parallelamente a questa sullo stesso asse di ricezione dalla parte opposta del trasmettitore, un dipolo semplice di lunghezza leggermente maggiore dell'antenna di circa il 5%, distante da essa circa $(0{,}15 \div 0{,}20)\ \lambda$ e non alimentato (fig. 23).

Tale dipolo semplice viene denominato *riflettore* data la sua particolare ubicazione. Nella fig. 23 sono anche visibili il *diagramma di irradiazione* dell'antenna in presenza del *riflettore*, e tratteggiato, quello relativo al semplice

dipolo ripiegato. Osservando tale lobo di ricezione in presenza di riflettore, si può notare un aumento di intensità del segnale captato nella direzione del trasmettitore, per il trasferimento nell'antenna di buona parte del lobo posteriore al trasmettitore in quello anteriore. Il lobo posteriore rimane di piccole dimensioni per cui l'antenna in tale senso di ricezione è notevolmente desensibilizzata. Contemporaneamente si può notare aumentata la direttività, in funzione di un minore angolo di ricezione.

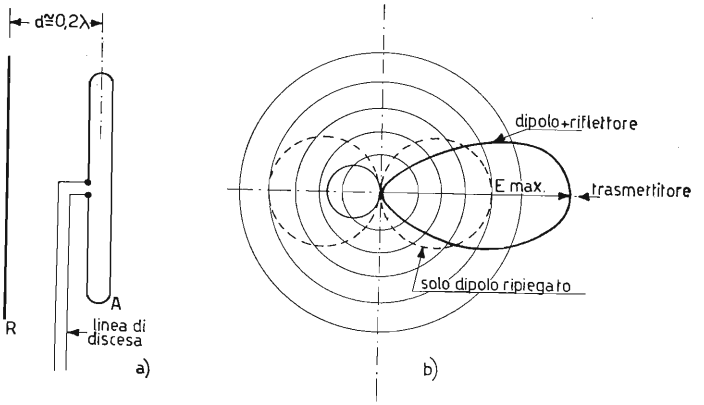


Fig. 23. – *a*) Dipolo ripiegato con riflettore; *b*) diagramma polare dell'intensità del segnale captato Emax nella direzione del trasmettitore per l'antenna del tipo *a*); è pure visibile a tratto il diagramma polare per il solo dipolo ripiegato.

Allorché l'energia irradiata dal trasmettitore (con antenna analoga a quella ricevente) giunge all'antenna ricevente, tale antenna irradia nuovamente una parte di energia captata; per cui se un conduttore (riflettore) di lunghezza circa $\frac{\lambda}{2}$ (costituente cioè un'antenna accordata su tale frequenza) si trova a breve distanza (circa $0{,}15 \div 0{,}20\,\lambda$) e parallelamente all'antenna ricevente, ossia nelle condizioni di massima ricezione; sottrae allo spazio parte di questa energia e a sua volta ne reirradia una parte. Quest'ultima viene nuovamente captata dall'antenna ricevente e si aggiunge a quella originale captata. Tale sistema, oltre a permettere il recupero di una parte di energia captata dall'antenna, altrimenti inutilmente perduta nello spazio circostante perché nuovamente irradiata, conferisce all'antenna ricevente un aumento di guadagno nella direzione del trasmettitore ed una notevole diminuzione dell'area del lobo di ricezione (azione schermante) dalla parte opposta del trasmettitore. L'antenna ricevente ha così il vantaggio di ricevere quasi esclusivamente l'onda diretta ed essere insensibile alle onde riflesse provenienti

o dalla parte opposta del trasmettitore o comunque da zone laterali alla direzione di massima ricezione. L'elemento riflettore viene denominato: *elemento parassita*, in quanto, oltre a non essere collegato all'antenna ricevente, assorbe ad essa una parte di energia captata. Infatti, il sistema antenna-riflettore è assimilabile a due circuiti oscillanti, accordati sulla stessa frequenza, pari a quella del generatore, in cui nel primo circuito (antenna) è inserito il generatore, mentre il secondo circuito oscillante (riflettore) mutuamente accoppiato al primo, attinge da questo energia, riflettendogli conseguentemente una perdita. La perdita riflessa dall'elemento parassita sull'antenna ricevente, di entità variabile a seconda della distanza che intercorre fra i due elementi, conduce ad una diminuzione della resistenza al centro dell'antenna. Nel nostro caso, la resistenza al centro antenna da circa 300 ohm (dipolo ripiegato) diventa circa 150 ohm.

Per riportare a 300 ohm la resistenza al centro antenna in presenza di elemento parassita, *si aumenta la sezione del conduttore non collegato alla discesa*, rispetto l'altro e si modifica la distanza fra di loro, come vedremo in seguito.

Per aumentare ulteriormente l'intensità del segnale ricevuto e corrispondentemente la direttività dell'antenna, nella direzione del trasmettitore, si collocano davanti al dipolo ripiegato, costituente la sola antenna ricevente, altri elementi parassiti i quali, per la loro ubicazione, lunghezza e distanza dall'antenna e fra di loro, sono denominati *direttori*. Anche questi ultimi elementi, debbono essere disposti sullo stesso asse di ricezione e parallelamente all'antenna. La distanza che intercorre fra di loro e con l'antenna, varia solitamente da $(0{,}1 \div 0{,}15)\,\lambda$ e decrescono in lunghezza, man mano che aumentando di numero, si allontanano dal dipolo ripiegato. La lunghezza del direttore, che si trova più vicino all'antenna, è minore di quest'ultima del $3 \div 4\%$; quelli che seguono, allontanandosi dall'antenna nella direzione del trasmettitore, decrescono in lunghezza secondo dati sperimentali. La fig. 24 rappresenta qualche realizzazione di antenne con riflettore ed uno o più direttori (adatte per la ricezione delle *VHF*), unitamente per ciascun caso, al diagramma di direzionalità. Questi sistemi di antenne sono denominati Yagi dal nome del loro ideatore.

Si può notare, dalla fig. 24 che man mano aumenta il numero dei direttori, aumenta l'intensità del segnale ricevuto nella direzione del trasmettitore e contemporaneamente diminuisce l'angolo di apertura del lobo, cioè aumenta la direttività.

Si chiama guadagno d'antenna il rapporto fra la tensione del segnale ricevuto in presenza di elementi parassiti (riflettore e direttori) e la tensione del segnale ricevuto dal semplice dipolo, in assenza di tali elementi. Tali antenne debbono essere sistemate per entrambe le prove nella direzione di massima

ricezione. Siccome il guadagno d'antenna si usa solitamente esprimerlo in *dB*, esso vale:

$$G = 20 \log_{10} \frac{E_1}{E}$$

indicando con E_1 l'intensità del segnale ricevuto dall'antenna in presenza di elementi parassiti, e con E l'intensità del segnale ricevuto dall'antenna costituita dal semplice dipolo ripiegato. Di seguito la tabella n. 3, la quale riassume il guadagno in *dB* e le relative resistenze di irradiazione per antenne

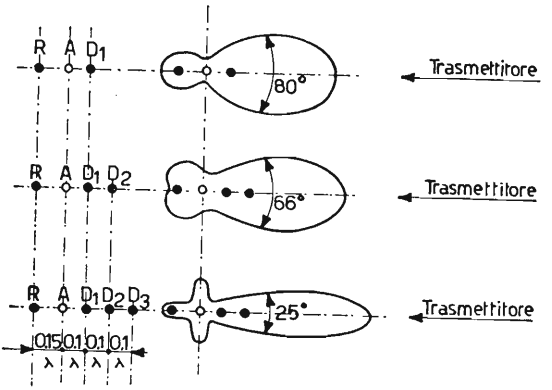


Fig. 24. – Diagrammi polari (o lobi di ricezione) per diversi tipi di antenne Yagi nella direzione del trasmettitore.

con elementi parassiti: riflettore ed uno o più direttori. Come accennato precedentemente, la presenza in un'antenna di elementi parassiti: riflettore e direttori, assimilabili ad altrettanti circuiti oscillanti in risonanza, i quali

TABELLA N. 3. – *Resistenza di irradiazione e guadagno per tipi diversi di antenne Yagi.*

Tipo di antenna	Distanza fra gli elementi parassiti			Resistenza di irradiazione R_i = ohm	Guadagno in dB, rispetto al solo dipolo
	Direttore D_1	Direttore D_2	Riflettore R		
Dipolo	—	—	—	75	0
Dipolo ripiegato . .	—	—	—	300	0
Dipolo + 1 direttore (D)	(0,1 ÷ 0,25) λ	—	—	(0,20 ÷ 0,75) R_i	3 ÷ 5
Dipolo + 1 riflettore (R)	—	—	(0,1 ÷ 0,25) λ	(0,35 ÷ 0,82) R_i	4 ÷ 5,5
Dipolo + 1R + 1D	0,1 λ	—	0,15 λ	0,30 R_i	6
Dipolo + 1R + 1D	0,10 λ	—	0,15 λ	0,15 R_i	8,5
Dipolo + 1R + 2D	0,1 λ	0,1 λ	0,15 λ	0,10 R_i	9,2
Dipolo + 1R + 2D	0,2 λ	0,2 λ	0,15 λ	0,12 R_i	10,2

attingono energia, all'antenna alla quale sono mutuamente accoppiati comporta un abbassamento della resistenza equivalente al centro dell'antenna.

Per la ricezione del programma televisivo *VHF*, in numero dei direttori solitamente non supera i 4 ÷ 6, mentre per la ricezione del programma in *UHF* (banda *IV* 470 ÷ 605 MHz) il numero è elevabile da 8 ÷ 10 ÷ 12 ed oltre e la discesa solitamente è in cavo coassiale di 75 ohm.

Per mantenere il valore della resistenza al centro del dipolo ripiegato costante (es. 300 ohm) indipendentemente dal numero degli elementi paras-

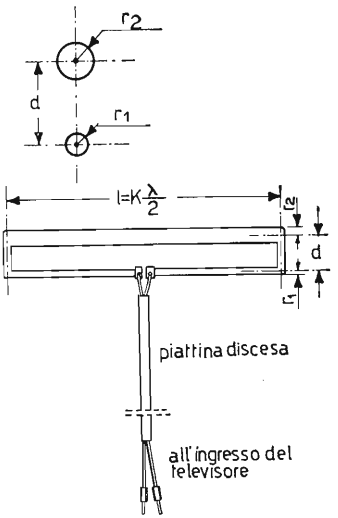


Fig. 25. – Dipolo ripiegato formato con tubi di differente diametro per l'adattamento d'impedenza al centro antenna.

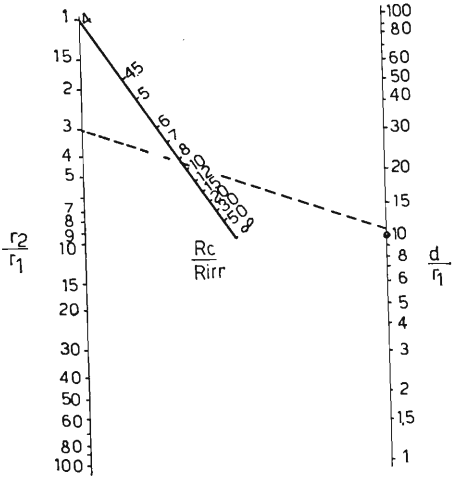


Fig. 26. – Grafico per la determinazione dei diametri dei conduttori e delle relative distanze fra i loro assi, per il dipolo ripiegato impiegato nelle antenne Yagi.

siti, si aumenta in tale dipolo il diametro del conduttore non collegato alla linea, rispetto l'altro (paragrafo 11), e si varia la distanza fra i due assi paralleli. Per tali antenne (tipo Yagi) la differenza di diametro e la distanza fra i conduttori, costituenti il dipolo ripiegato, in funzione del numero degli elementi parassiti, si ottiene con l'ausilio della tab. n. 3 e del grafico di fig. 26.

Ad esempio per un'antenna Yagi costituita complessivamente di quattro elementi: dipolo ripiegato - riflettore - due direttori, allorché il riflettore dista dall'antenna 0,15λ ed i due direttori 0,2λ fra di loro e dall'antenna, la resistenza di irradiazione al centro antenna vale:

$$0{,}12\, R_{irr} = 0{,}12 \cdot 300 = 36 \text{ ohm}$$

Se utilizziamo per la discesa, una piattina di 300 ohm di resistenza caratteristica, lo stesso valore di resistenza deve essere riportato al centro dell'antenna, per cui valendo il rapporto resistenze:

$$\frac{300}{36} \cong 8{,}3$$

e stabilendo:

$$\frac{r_2}{r_1} = 3$$

dal grafico di fig. 26 si ha:

$$\frac{d}{r_1} \cong 11.$$

Ora, se fissiamo il raggio del conduttore collegato alla discesa pari a $r_1 = 4$ mm, quello del conduttore maggiore, di raggio triplo, vale: $r_2 = 12$ mm. La distanza fra i due assi vale di conseguenza:

$$11 \cdot r_1 = 11 \cdot 4 = 44 \text{ mm}.$$

La fig. 27 rappresenta in *a*) la sezione dell'antenna Yagi calcolata, mentre in *b*) la sua realizzazione pratica.

Concludiamo dicendo che, mentre per il programma *VHF* [Banda I (52,5 ÷ 68) MHz e Banda III (174 ÷ 230) MHz] le antenne riceventi di tipo Yagi sono solitamente costituite, per una buona ricezione del segnale, da 4 o 8 elementi [$1R + 1A + (2 \div 6)\ D$], in cui il numero dei direttori è minimo (2) o massimo (6) a seconda della distanza minima o massima dell'antenna ricevente dal trasmettitore; per il programma *UHF* Banda IV (470 ÷ 606) MHz e Banda V (606 ÷ 862) MHz data la più elevata frequenza portante e quindi una *minore* potenza del segnale captato, per una buona ricezione del segnale occorre ricorrere ad antenne a *più forte guadagno* e quindi a maggiore direttività. Ciò si può ottenere, sia *aumentando* il numero degli elementi parassiti, ed in particolare modo elevando il numero dei direttori a 8 ÷ 20, fermo restando 1 o 2 riflettori, sia costruendo antenne particolari, come ad esempio del tipo a *ventaglio* o a *farfalla* (a larga banda per *UHF*) visibile in fig. 28*a*), il cui funzionamento è del tutto analogo a quello del dipolo convenzionale. L'antenna a *ventaglio*, per aumentarne la sensibilità e la direzionalità, viene di regola completata, con l'aggiunta dalla parte opposta al trasmettitore, di una *cortina di dipoli riflettori*, costituita da una certa quantità di conduttori di opportuna lunghezza, paralleli fra loro e tenuti solidali da una cornice esterna, come in fig. 28*b*).

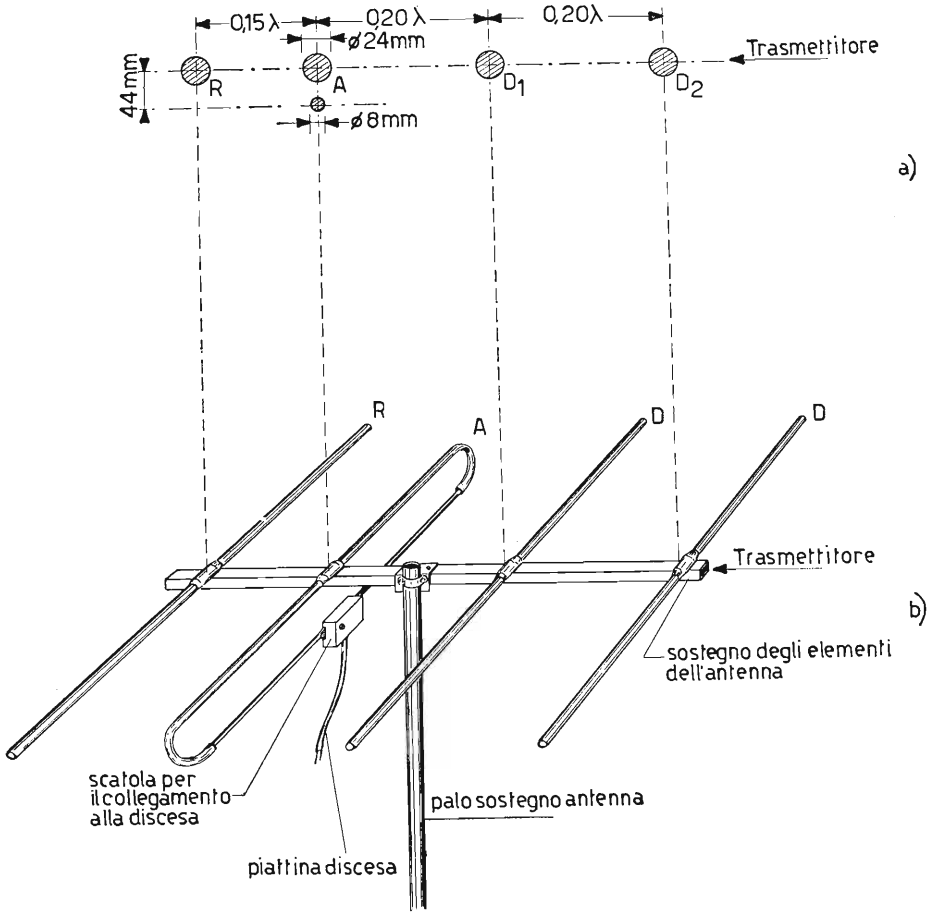
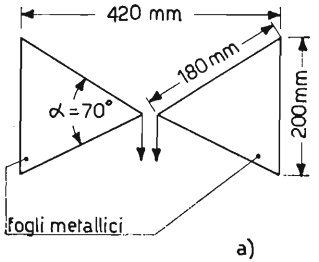


Fig. 27. – *a*) Sezionamento di un'antenna Yagi a 4 elementi; *b*) rappresentazione prospettica della sua realizzazione pratica.

Naturalmente nella parte opposta del riflettore e nella direzione del trasmettitore, possono essere collocati alcuni direttori (con la stessa tecnica delle antenne Yagi) fino a portare l'antenna ricevente al giusto grado di *sensibilità* e *direttività*. Maggiore guadagno (8 ÷ 12 *dB*) può essere ottenuto con l'antenna di fig. 29, costituita da un dipolo elementare del tipo ripiegato, colloca nella bisettrice di un complesso di due cortine di riflettori, che formano fra di loro un angolo di 90°. Gli elementi riflettori, tutti fra loro paralleli, sono disposti a distanza $\leq 0{,}1\ \lambda$.

Allorché l'antenna ricevente si trova in una zona marginale dell'area servita dal trasmettitore, cioè dove minimo è il segnale captato, per aumentare

al massimo l'intensità del segnale ricevuto, si possono montare due o più antenne Yagi collegate fra loro in parallelo e collocate su assi paralleli al suolo (un'antenna sopra l'altra) a distanza $\frac{\lambda}{2}$ fra di loro e *con discesa al centro dei*



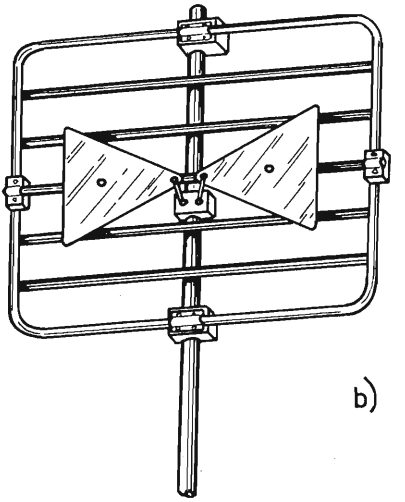


Fig. 28. – *a*) Antenna a ventaglio o a farfalla a larga banda per UHF; *b*) realizzazione pratica di antenna a ventaglio con cortina di riflettori.

conduttori verticali che collegano un'antenna all'altra. L'impedenza caratteristica ai morsetti di collegamento *varia* rispetto quella relativa ad un solo dipolo, essendo essi collegati in parallelo. Ovviamente nel caso di fig. 30, dove sono previste per semplicità due sole antenne sovrapposte, senza elementi parassiti

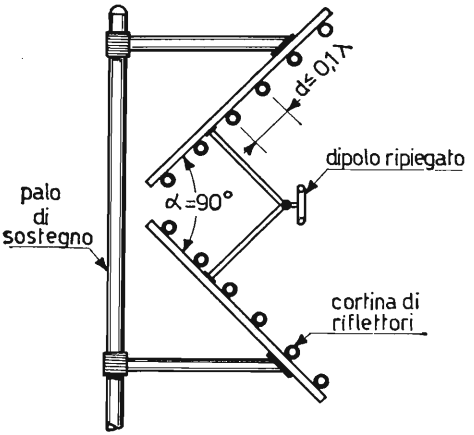


Fig. 29. – Veduta laterale di un'antenna ricevente a larga banda per UHF con due cortine di riflettori disposti a 90° fra di loro.

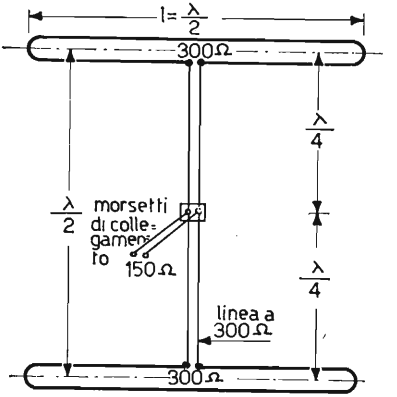


Fig. 30. – Sistema di collegamento fra due antenne costituite da due dipoli ripiegati, per aumentare il guadagno della antenna ricevente complessiva nella direzione del trasmettitore.

di impedenza 300 Ω ciascuna, l'impedenza, complessiva è pari a metà di quella di ciascun dipolo, ossia 150 Ω.

Lo stesso principio di collegamento e quindi di riscontro dell'impedenza caratteristica ai morsetti di collegamento della linea di discesa, vale per qualsiasi altro tipo di antenna.

13. **Adattamento d'impedenza.**

Per ottenere le migliori condizioni di funzionamento fra l'antenna ricevente ed il ricevitore, ossia per ottenere il *massimo trasferimento del segnale all'utilizzatore* e quindi il *massimo rendimento*, occorre adattare bene le impedenze: dell'antenna, della linea di discesa del segnale e d'ingresso del ricevitore. In questo modo si può evitare anche la ricezione di immagini spurie, dovute a fenomeni di riflessione del segnale per mancato adattamento delle impedenze caratteristiche. I sistemi di adattamento, i quali come abbiamo già detto, si prefiggono di rendere l'impedenza del circuito di carico *uguale* a quella del generatore, con conseguente massimo trasporto di energia dal generatore al carico, si possono effettuare in vari modi, ed in particolare, impiegando linee: in mezza onda o in quarto d'onda, oppure mediante reti di resistenze.

a) Adattamento con tronco di linea in mezza onda.

Un tronco di linea in mezza onda $\left(l = \frac{\lambda}{2}\right)$ alimentato ad un estremo dal generatore e con l'altro estremo in cortocircuito oppure aperto, presenta i diagrammi delle tensioni e delle correnti come è rappresentato nella fig. 31*a*) e *b*) e precisamente: in *a*)

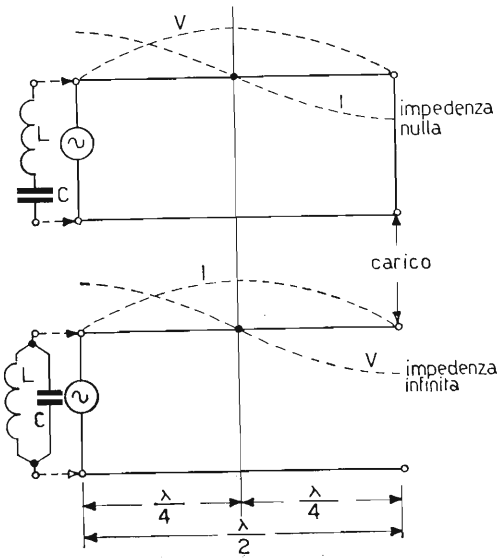


Fig. 31. – Diagrammi relativi della tensione e della corrente per un tronco di linea lungo λ/2 alimentato: in *a*) ad un estremo in ventre di corrente e cortocircuito all'altro estremo; in *b*) ad un estremo in ventre di tensione ed impedenza infinita all'altro estremo. Per entrambi i casi sono visibili i circuiti elettrici equivalenti del tronco di linea, sul quale si trova chiuso generatore.

ai capi del generatore e ai capi del carico la corrente è massima e la tensione è minima, mentre in *b*) ai capi del generatore e ai capi del carico la tensione è massima e la corrente è minima. In entrambi i casi, a parte le condizioni opposte di funzionamento (inversione di fase fra tensione e corrente), si può osservare che generatore e carico lavorano nelle *stesse* condizioni. Infatti, in entrambi i casi, la linea in mezza onda trasferisce ai capi del generatore lo *stesso carico esistente al suo estremo*. Mentre nel caso *a*) il generatore lavora con carico equivalente ad un cortocircuito (impedenza nulla), assimilabile ad un circuito risonante serie senza perdite posto ai capi del generatore, nel caso *b*), ossia con linea aperta all'estremo, il carico equivalente è assimilabile ad un circuito risonante parallelo senza perdite (impedenza infinita) collegato agli estremi del generatore. Possiamo dedurre che, se all'estremo di una linea lunga $\frac{\lambda}{2}$ (o un numero intero di mezze lunghezze d'onda) relativamente alla frequenza del segnale del generatore, colleghiamo una resistenza di un qualsiasi valore, tale valore — e quindi inalterato — viene dalla linea stessa trasferito ai morsetti del generatore. Inoltre, il carico trasferito conserva la stessa natura e valore della parte immaginaria, se esso è ohmico-reattivo.

Questo principio viene sfruttato quando si vuole collegare due impedenze uguali con una linea di differente impedenza caratteristica, purché la linea sia pari a mezza lunghezza d'onda o ad un numero intero di mezze lunghezze d'onda. È intuibile che tale adattamento è relativo ad una sola frequenza di lavoro. In fig. 32*a*), *b*) e *c*) è rappresentato un esempio di tale applicazione.

b) Adattamento con tronco di linea in quarto d'onda.

Un tronco di linea in quarto d'onda $\left(l = \frac{\lambda}{4}\right)$ alimentato ad un estremo dal generatore e con l'altro estremo o in corto circuito o aperto, presenta i diagrammi delle tensioni e delle correnti come in fig. 33*a*) e *b*). Si nota subito che tale tronco di linea si comporta esattamente all'*opposto* di quello lungo $\frac{\lambda}{2}$.

Infatti: nel caso *a*), con estremità in cortocircuito (carico nullo) l'impedenza trasferita ai morsetti del generatore è *massima* (massima tensione e minima corrente), mentre nel caso *b*), con estremità aperta (carico infinito), l'impedenza trasferita ai morsetti del generatore è *minima* (minima tensione

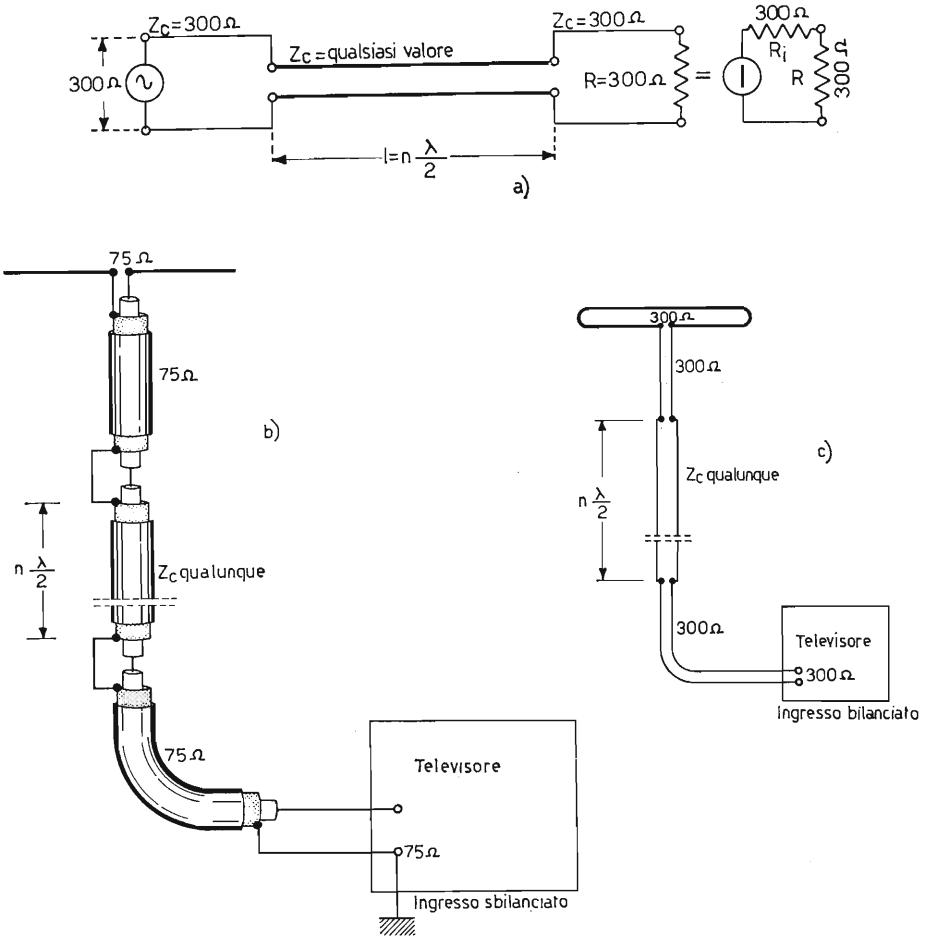


Fig. 32. – *a*) Collegamento fra generatore e carico aventi la stessa impedenza, con un tronco di linea di impedenza qualunque lungo un numero intero di $\lambda/2$. Applicazione del sistema di collegamento fra antenna ricevente e ricevitore televisivo in *b*) per cavo coassiale da 75Ω e in *c*) per piattina da 300Ω.

e massima corrente). Possiamo, allora, dedurre che una linea lunga $\frac{\lambda}{4}$ ha la proprietà di fornire all'entrata un'impedenza inversamente proporzionale a quella d'uscita, ossia tale linea *inverte il valore dell'impedenza collegata alla sua estremità*. Dato il particolare comportamento, la linea in quarto d'onda viene impiegata, allorché si vuole adattare due elementi di circuito aventi impedenze differenti, come ad esempio nel nostro caso fra antenna ricevente e linea di discesa, oppure fra la linea di discesa e l'impedenza d'entrata del televisore.

Se all'estremità di una linea in quarto d'onda, la cui impedenza caratteristica vale Z_c, applichiamo un'impedenza $\bar{Z}_1$, l'impedenza $\bar{Z}_2$ all'altra estremità vale semplicemente:

$$\bar{Z}_2 = \frac{Z^2_c}{\bar{Z}_1}$$

da cui:

$$Z_c = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$$

in cui Z_c è la media geometrica fra $\bar{Z}_1$ e $\bar{Z}_2$.

Ad esempio, se desideriamo adattare un dipolo, la cui impedenza al centro

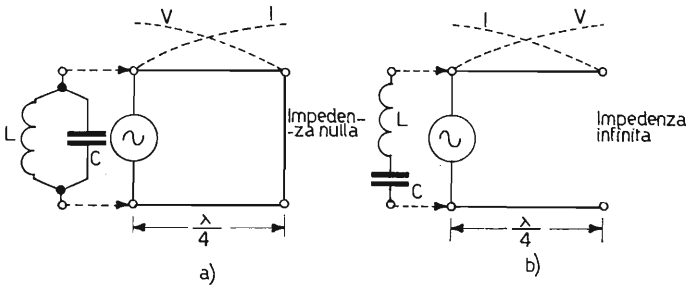


Fig. 33. – Diagrammi relativi della tensione e della corrente per un tronco di linea lungo $\lambda/4$ alimentato: in *a*) ad un estremo in ventre di tensione e cortocircuitato all'altro estremo; in *b*) ad un estremo in ventre di corrente ed impedenza infinita all'altro estremo. Per entrambi i casi sono visibili i circuiti elettrici equivalenti del tronco di linea sul quale si trova chiuso il generatore.

è di 75 Ω ad una linea, la cui impedenza caratteristica è di 300 Ω (o viceversa) mediante una linea in quarto d'onda, essa deve avere la propria impedenza caratteristica pari a:

$$Z_c = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} = \sqrt{75 \cdot 300} = 150\,\Omega.$$

In fig. 34*a*) e *b*) è rappresentata un'applicazione di tale esempio. In fig. 34*c*) viene poi mostrato un esempio di adattamento fra un'impedenza di 75 Ω sbilanciata (cavo coassiale) e un'impedenza di 300 Ω bilanciata, impiegando due tronchi di linea $l = \frac{\lambda}{4}$ della stessa piattina di 150 Ω usata nei casi *a*) e *b*).

Occorre tener presente nel determinare la lunghezza $\frac{\lambda}{4}$ della piattina o del cavo coassiale per l'adattamento d'impedenza, oltre alla frequenza di lavoro, anche del *coefficiente di velocità* o di *propagazione* del segnale nella

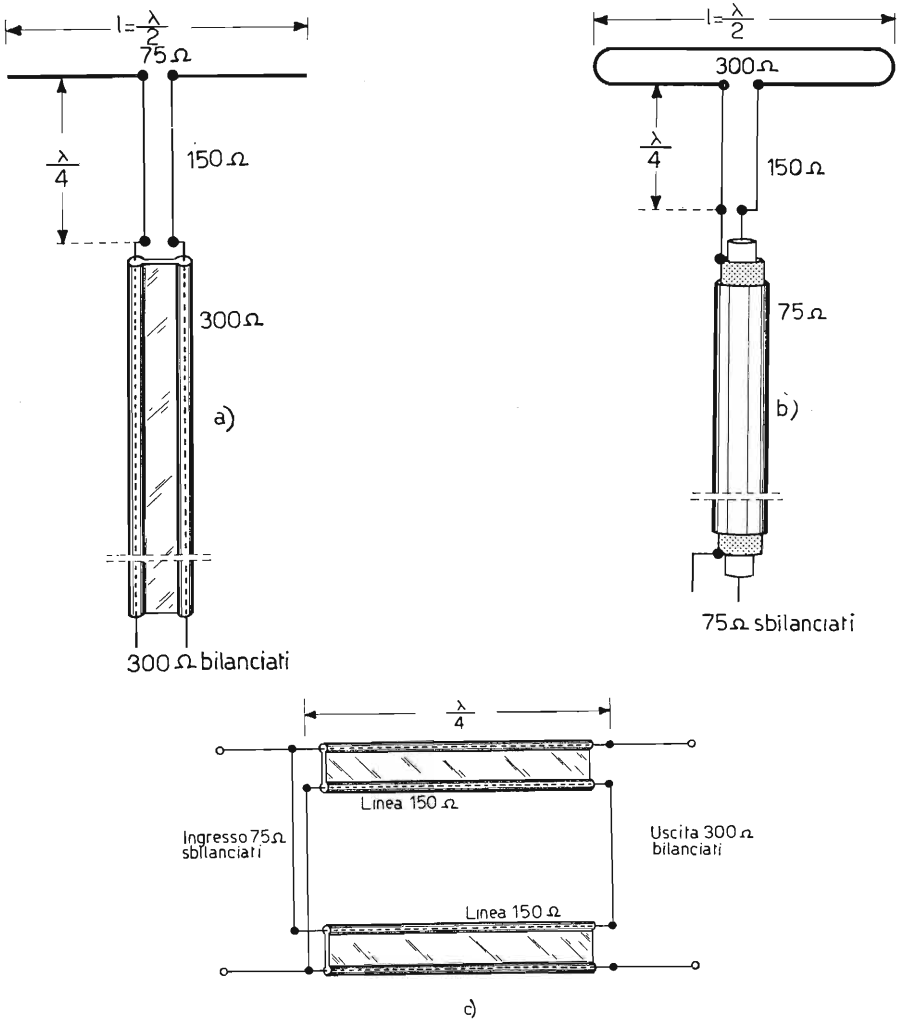


Fig. 34. – Adattamento d'impedenza fra antenna ricevente e linea di discesa con tronco di linea lungo $\lambda/4$: in *a*) per dipolo elementare da 75Ω e linea da 300Ω; in *b*) per dipolo ripiegato da 300Ω e cavo coassiale da 75Ω; in *c*) sistema di adattamento equilibrato fra entrata a 75Ω sbilanciati ed uscita a 300Ω bilanciati.

linea, di valore variabile a seconda di come essa è costruita. L'espressione da applicare per ricavare tale lunghezza è la seguente:

$$l \text{ (metri)} = K \frac{u}{4f} = K \frac{300}{4 \cdot f} = K \frac{75}{f},$$

dove u come è noto, rappresenta la velocità della luce, f è la frequenza del segnale ricevuto (espressa in MHz) e K rappresenta il coefficiente di pro-

pagazione. Tale coefficiente, coincidente ad 1 per dielettrico interposto aria, assume valori inferiori all'unità per dielettrico diverso dall'aria.

Alcuni valori oriantativi di K sono i seguenti:

Cavo coassiale, aria	($Z_c = 75\ \Omega$)	$K = 0{,}85$
Linea bifilare, aria	($Z_c = 200 \div 600\ \Omega$)	$K = 0{,}98$
Cavo coassiale, politene	($Z_c = 75\ \Omega$)	$K = 0{,}66$
Piattina bifilare politene	($Z_c = 75\ \Omega$)	$K = 0{,}68$
» » »	($Z_c = 150\ \Omega$)	$K = 0{,}78$
» » »	($Z_c = 300\ \Omega$)	$K = 0{,}80$

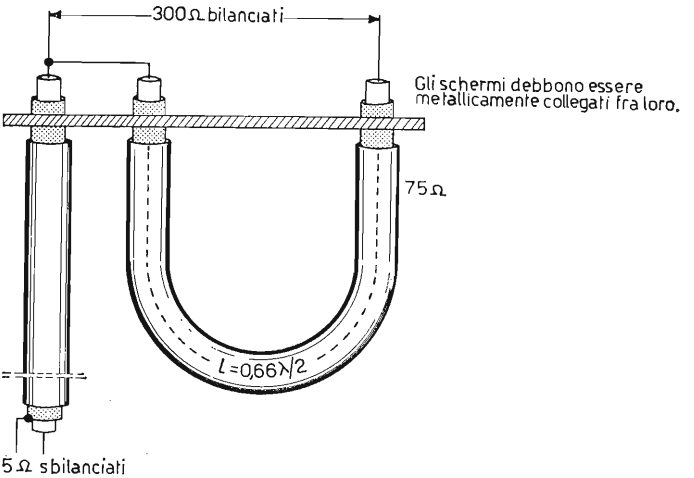
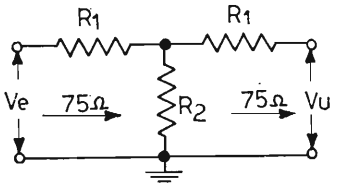


Fig. 35. – Adattamento d'impedenza a balun per antenna a 300Ω e cavo di discesa a 75Ω.

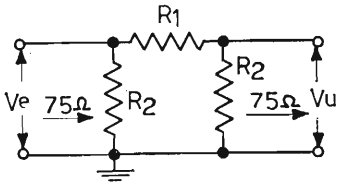
Per ultimo, in fig. 35 è riportato un tipico adattamento denominato: *trasformatore di simmetria* (balun) di solito impiegato nella ricezione delle *UHF*, disposto fra una linea di discesa con cavo coassiale di 75 Ω e ingresso simmetrico di 300 Ω nel televisore. Anche questo adattamento agisce per un solo canale data la notevole differenza di frequenza fra i vari canali di trasmissione.

c) Adattatori a resistenza - attenuatori.

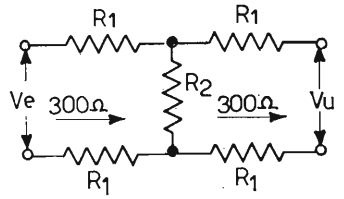
Quando il ricevitore televisivo è ubicato in prossimità del trasmettitore, il segnale captato dall'antenna ricevente può essere esuberante, ossia capace di *sovraccaricare* il primo stadio amplificatore del televisore. Tale sovraccarico provoca una *modulazione incrociata* dovuta al battimento fra le due portanti:



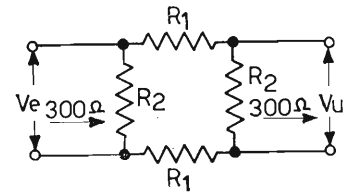
dB	-6	-10	-15	-20
Ve/Vu	2	3,16	5,62	10
R_1	22Ω	33 Ω	53 Ω	56Ω
R_2	100Ω	51 Ω	27 Ω	15Ω



dB	-6	-10	-15	-20
Ve/Vu	2	3,16	5,62	10
R_1	56 Ω	107Ω	205Ω	370Ω
R_2	225Ω	144Ω	107 Ω	92 Ω



dB	-6	-10	-15	-20
Ve/Vu	2	3,16	5,62	10
R_1	47 Ω	82 Ω	105Ω	120Ω
R_2	390Ω	220Ω	110Ω	68Ω



dB	-6	-10	-15	-20
Ve/Vu	2	3,16	5,62	10
R_1	112Ω	213Ω	410Ω	750Ω
R_2	900Ω	575Ω	430Ω	365Ω

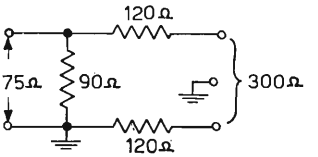
Fig. 36. – Rappresentazione delle più frequenti realizzazioni di attenuatori ohmici e relativi valori dei componenti per gradi diversi di attenuazione.

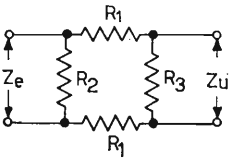
audio e video, battimento che si origina nel tratto curvo della caratteristica anodica mutua del primo tubo amplificatore e in prossimità della tensione d'interdizione della griglia controllo.

Per ovviare a questo inconveniente, il quale produce sul tubo a raggi catodici delle *barre nere* orizzontali, variabili in numero ed in durata, in fun-

zione del segnale modulante audio, occorre attenuare il segnale ricevuto dall'antenna, prima di introdurlo nel televisore, mediante opportune *reti* di resistenze.

Le resistenze debbono essere di tipo antinduttivo, come ad esempio ad impasto di grafite, adatte cioè a lavorare a così alte frequenze. Tali reti di resistenze, oltre a servire come *attenuatori*, servono anche per effettuare *adattamenti d'impedenza*, fra due circuiti di differente impedenza.





Per Ze=75Ω e Zu=300Ω

dB	-12	-20	-26
Ve/Vu	~4	10	~20
R1	140Ω	180Ω	370Ω
R1	4 kΩ	1,2 kΩ	486Ω
R3	87 Ω	86 Ω	82 Ω

Fig. 37. – Attenuatori adattatori d'impedenza e relativi valori dei componenti R_1, R_2, R_3 per gradi diversi di attenuazione.

Naturalmente l'adattamento d'impedenza avviene a basso rendimento, in quanto, come abbiamo già esposto, assieme all'adattamento le resistenze attenuano il segnale loro affidato. Si preferisce allora questo tipo di adattamento in prossimità del trasmettitore, mentre nelle zone più lontane si ricorre a quelli previsti nei casi *a*) e *b*) di questo paragrafo. Gli adottatori del caso *a*) e *b*) sono praticamente esenti da attenuazione.

Gli attenuatori resistivi possono essere costituiti in vari modi, i quali possono fondamentalmente riassumersi nelle due versioni: *asimmetrico* e *simmetrico*, come in fig. 36.

Per ciascun circuito è stata riportata a fianco una tabella contenente i valori delle resistenze componenti in funzione delle attenuazioni in *dB*, oppure del corrispondente rapporto tensioni (entrata/uscita) che si desiderano ottenere.

Tali valori sono stati ricavati con espressioni empiriche le quali per la loro complessità omettiamo.

Nella fig. 37 è riportato, oltre ad una rete di resistenze, con i relativi valori dei componenti, per adattare un ingresso sbilanciato (asimmetrico) di 75 Ω,

con un'uscita bilanciata (simmetrica) di 300 Ω, anche una rete simmetrica per l'adattamento d'impedenza e nella tabella accanto al circuito, per i vari gradi di attenuazione, che si desiderano ottenere o del rapporto tensioni, sono riportati i valori delle resistenze che compongono tale rete. In entrambi i casi, gli adattatori d'impedenza possono essere impiegati in modo *reversibile*, ossia scambiando l'entrata con l'uscita.

14. **Ricezione dei programmi televisivi VHF e UHF.**

Attualmente i televisori sono previsti per la ricezione di entrambi i programmi di trasmissione, e precisamente: per il programma nazionale VHF (Banda I, II e III) e per il secondo programma UHF (Banda IV e V). Date le caratteristiche diverse dei due programmi, per la loro ricezione occorrono due antenne, di tipo yagi, separate fra loro, oppure, come è stato adottato anche ultimamente: la biantenna. Essa è costituita essenzialmente dall'unione delle due antenne per VHF e UHF, poste su un unico piano orizzontale, con i dipoli parassiti: riflettore e direttori, adatti per i due programmi diversi. Naturalmente anche in questo caso i segnali utili sono disponibili ai morsetti dei due dipoli ripiegati, costituenti le due antenne riceventi. Qualunque sia il sistema adottato, i due segnali possono raggiungere il circuito d'ingresso del televisore in due modi distinti, cioè: o mediante due linee di discesa indipendenti, di solito in cavo coassiale da 75 Ω per una maggiore durata nel tempo per effetto degli agenti atmosferici e per evitare che intervengano interferenze fra i due segnali, oppure, mediante un'unica discesa (in cavo o in piattina) con l'ausilio di due circuiti denominati, per la loro particolare funzione: *miscelatore e demiscelatore*. La prima soluzione, che impiega due discese, è la più auspicabile, in quanto, i due segnali giungono ai rispettivi ingressi del televisore, in modo fra loro *indipendente*, subendo una minima attenuazione dovuta al solo cavo di discesa; la seconda soluzione, forse la più razionale, prevede il miscelamento dei segnali all'inizio dell'unica linea di discesa e la loro separazione all'uscita di tale linea. Questo sistema, però, introduce una non indifferente attenuazione del segnale fra l'antenna e l'ingresso del televisore perché oltre al cavo di discesa, interviene ad attenuare il segnale anche il sistema miscelatore-demiscelatore. Infatti, tale sistema attenua mediamente il 5% ed il 15%, rispettivamente per le VHF e le UHF. Si preferisce quest'ultimo sistema, allorché il segnale captato è di discreta entità, ossia, quando il televisore è sistemato nelle vicinanze del trasmettitore. Il miscelatore ed il demiscelatore, i cui circuiti uguali nel complesso e la cui utilizzazione sono previsti nella fig. 38*abc*, sono essenzialmente costituiti da due filtri: passa-basso per il programma VHF e passa-alto per quello UHF. Il circuito del caso *a*) è adatto per essere impiegato con ingresso

ed uscita *sbilanciata*, mediante cavo da 75 Ω di impedenza caratteristica, mentre quello del caso *b*) viene impiegato per ingresso ed uscita *bilanciata* per piattina di 300 Ω di impedenza caratteristica. Esistono altri tipi, in cui l'ingresso e l'uscita possono avere differenti impedenze (ingresso 300 Ω ed uscita 75 Ω oppure, ingresso 75 Ω ed uscita 300 Ω). In entrambi i

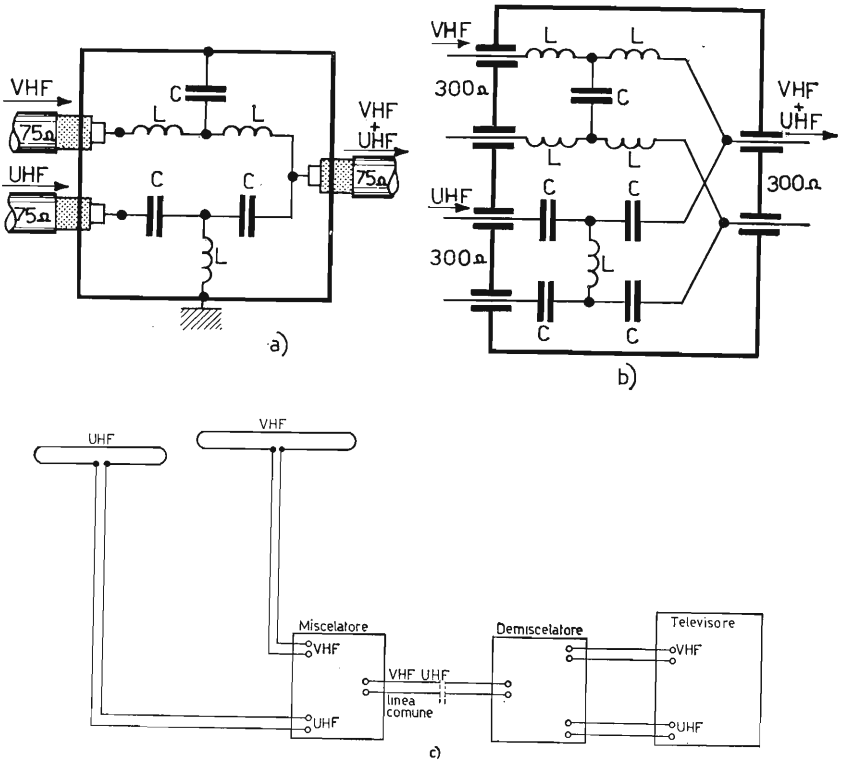


Fig. 38. – Schemi di principio di miscelatori (o dimiscelatori). *a*) Circuito per cavo da 75Ω; *b*) circuito per piattina da 300Ω; *c*) esempio di collegamento fra antenne UHF e VHF e televisore mediante il miscelatore e dimiscelatore.

casi il circuito del miscelatore può divenire quello del demiscelatore scambiando l'entrata del primo con l'uscita del secondo e viceversa. La differenza fra miscelatore e demiscelatore, consiste, infatti, in quanto segue: mentre il primo provvisto di due ingressi e di un'uscita, viene sistemato direttamente sull'asta che sostiene le due antenne riceventi ed è protetto da un involucro impermeabile all'acqua ed agli agenti atmosferici in genere; il demiscelatore, il quale impiega lo stesso circuito precedente scambiando l'ingresso con l'uscita, ossia utilizzando un solo ingresso e due uscite, le quali portano i rispettivi

programmi VHF e UHF ai due ingressi del televisore, è racchiuso dentro un involucro di plastica ed è collocato nel retro del televisore. È bene scegliere il miscelatore ed il demiscelatore con impedenze adatte rispettivamente: a quella d'antenna, a quella della linea di discesa e a quella d'entrata del televisore.

15. Notizie sullo standard televisivo europeo fissato dal CCIR.

Il Comitato Consultivo Internazionale delle Radiocomunicazioni (CCIR) ha fissato per lo standard televisivo europeo le caratteristiche riportate nella tabella n. 4 interamente rispettate anche dalla RAI-TV e la classificazione dei canali di ricezione, con relative frequenze delle portanti: video e audio, espresse in MHz, riportati nella tabella n. 5. In tale tabella, i canali sono elencati con numero progressivo, in cui è anteposta la lettera E (Europa).

Nella tabella n. 6 sono infine riportati i canali televisivi italiani elencati con ordine progressivo in funzione delle Bande di frequenze che occupano. Tali bande possono così riassumersi:

VHF - Banda I	(52,5 ÷ 68) MHz
VHF - Banda II	(81 ÷ 88) MHz
VHF - Banda III	(174 ÷ 230) MHz
UHF - Banda IV	(470 ÷ 606) MHz
UHF - Banda V	(606 ÷ 862) MHz

TABELLA N. 4. – *Standar televisivo europeo.*

Numero linee	625	
Frequenza di trama	50	Hz
Frequenza di quadro	25	Hz
Frequenza di riga	15.625	Hz
Larghezza della banda video	5	MHz
Larghezza del canale	7	MHz
Portante audio maggiore di quella video di:	5,5	MHz
Portante audio in relazione al limite di canale	—0,25	MHz
Polarità della modulazione video	negativa	
Livello del nero, rispetto al valore max del segnale	75	%
Livello minimo della portante rispetto al valore max del segnale	10	%
Modulazione audio	F M	
Oscillazione di frequenza per la portante audio	± 50	KHz
Accentuazione (e deaccentuazione)	50	μS

TABELLA N. 5. – *Assegnazione dei canali televisivi europei.*

Numero canale	Portante video (MHz)	Portante audio (MHz)
E - 1	41,25	46,75
E - 1A	42,25	47,75
E - 2	48,25	53,75
E - 2A	49,25	55,75
E - 3	55,25	60,75
E - 4	62,25	67,75
E - 4A	82,25	87,75
E - 5	175,25	180,75
E - 6	182,25	187,75
E - 7	189,25	194,75
E - 7A	192,25	197,75
E - 8	196,25	201,75
E - 8A	201,25	206,75
E - 9	203,25	208,75
E - 10	210,25	215,75
E - 11	217,25	222,75
E - 12	224,25	229,75

TABELLA N. 6. – *Canali televisivi italiani.*

Banda	Portante video - MHz	Portante audio - MHz	Canale	Lunghezza d'onda media λ (metri)
I	53,75	59,25	A	5,36
I	62,25	67,75	B	4,65
II	82,25	87,75	C	3,55
II	88	104	FM	
III	175,25	180,75	D	1,69
»	183,75	189,25	E	1,61
»	192,25	197,75	F	1,54
»	201,25	206,75	G	1,47
»	210,25	215,75	H	1,41
»	217,25	222,75	H_I	1,36
»	224,29	229,75	H_{II}	1,32
IV	471,25	476,75	21	0,63
»	479,25	484,75	22	0,62
»	487,25	492,75	23	0,61
»	495,25	500,75	24	0,60
»	503,25	508,75	25	0,59
»	511,25	516,75	26	0,58
»	519,25	524,75	27	0,57
»	527,25	532,75	28	0,57
»	535,25	540,75	29	0,56
»	543,25	548,75	30	0,55
»	551,25	556,75	31	0,54
»	559,25	564,75	32	0,53

Segue tabella 6.

Banda	Potante video-MHz	Portante audio-MHz	Canale	Lunghezza d'onda media. λ (metri)
»	567,25	572,75	33	0,53
»	575,25	580,75	34	0,52
»	583,25	588,75	35	0,51
»	591,25	596,75	36	0,51
»	599,25	604,75	37	0,50
V	607,25	612,75	38	0,49
»	615,25	620,75	39	0,49
»	623,25	628,75	40	0,48
»	631,25	636,75	41	0,47
»	639,25	644,75	42	0,47
»	647,25	652,75	43	0,46
»	655,25	660,75	44	0,46
»	663,25	668,75	45	0,45
»	671,25	676,75	46	0,45
»	679,25	684,75	47	0,44
»	687,25	692,75	48	0,44
»	695,25	700,75	49	0,43
»	703,25	708,75	50	0,43
»	711,25	716,75	51	0,42
»	719,25	724,75	52	0,42
»	727,25	732,75	53	0,41
»	735,25	740,75	54	0,41
»	743,25	748,75	55	0,40
»	751,25	756,75	56	0,40
»	759,25	764,75	57	0,39
»	767,25	773,75	58	0,39
»	775,25	780,75	59	0,39
»	783,25	788,75	60	0,38
»	791,25	796,75	61	0,38
»	799,25	804,75	62	0,37
»	807,25	812,75	63	0,37
»	815,25	820,75	64	0,37
»	823,25	828,75	65	0,36
»	831,25	836,75	66	0,36
»	839,25	844,75	67	0,36
»	847,25	852,75	68	0,35
»	855,25	860,75	69	0,35

Capitolo III

LA TELEVISIONE

La televisione è un sistema di radio apparati in grado di trasmettere e ricevere *immagini*. Queste immagini sono fisse come lo sono i fotogrammi di un film, però proprio come essi per la rapida successione con la quale vengono presentati, e per la persistenza della immagine sulla retina dell'occhio danno l'illusione del movimento.

Per effettuare la trasmissione di un suono qualsiasi è necessario ottenere una corrente elettrica alternata, della quale la forma e la variazione siano funzione delle variazioni meccaniche che il suono, che si vuole trasmettere effettua nel trasduttore. Con questa corrente si deve poi variare uno dei tre parametri (frequenza, ampiezza, fase) che caratterizzano la corrente della portante a radio frequenza. L'apparecchiatura che assolve a questo compito è il *microfono*. La trasmissione delle immagini avviene con analoghi principi. L'apparecchio in grado di trasformare una immagine in una corrente elettrica, le cui variazioni siano funzione della luminosità dei vari punti che la compongono è il *tubo da ripresa*. In pratica naturalmente le cose sono più complesse.

16. Esplorazione dell'immagine.

Vediamo ora come viene effettuata l'esplorazione dell'immagine da parte dei vari tipi di tubi da ripresa più comuni.

Supponiamo di dover trasmettere un immagine formata da un foglio bianco sul quale siano state disegnate le lettere $N\ P$ (fig. 39) .Immaginiamo di collocare l'immagine in una stanza completamente buia. Se ad un tratto noi accendiamo un riflettore il quale illumina tutto il foglio, noi siamo in grado di vedere il foglio e l'immagine su di esso disegnata. Potremmo, però, egualmente vederlo anche se disponessimo di un piccolo raggio luminoso che illuminasse, per esempio, un solo millimetro quadrato di superficie e si spostasse tanto rapidamente da sinistra a destra e dall'alto al basso, spegnendosi durante i

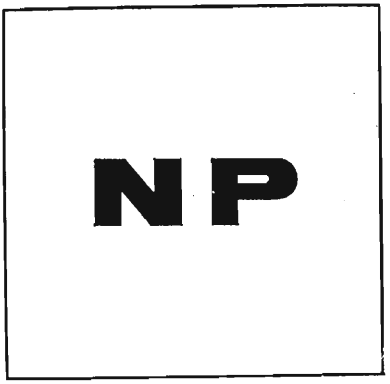


Fig. 39. – Immagine da riprendere.

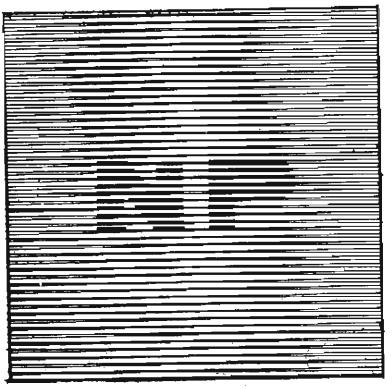


Fig. 40. – Sistema televisivo di esplorazione dell'immagine.

ritorni, (fig. 40) tanto da riuscire ad illuminare tutti i punti dell'immagine in un sedicesimo di secondo e la *esplorazione* sopra indicata si ripetesse per un tempo indeterminato.

Ancora per la persistenza dell'immagine sulla retina noi vedremo il foglio interamente illuminato. I vari tubi da ripresa esplorano l'immagine con un sistema molto simile a questo, soltanto che il raggio luminoso è sostituito da un fascetto di elettroni comunemente denominato *spot* e l'immagine ottica è già divenuta un'immagine elettrica. È giusto dire « *simile* » in quanto l'immagine viene esplorata in realtà con il sistema che ora vedremo e che viene denominato *interlacciato*. Questo sistema può essere paragonato a quello usato da uno strambo lettore, il quale per leggere una intera pagina, leggesse prima tutte le righe di ordine dispari (1-3-5-7, ecc.) fino in fondo alla pagina, poi tutte quelle di ordine pari (2-4-6-8 ecc.) pure fino in fondo alla pagina fig. 41. La stessa figura però ci indica ancora altre differenze, per esempio, l'inizio delle linee dispari avviene a metà del quadro mentre per le linee pari ciò avviene al limite sinistro del quadro stesso. Nella figura 41

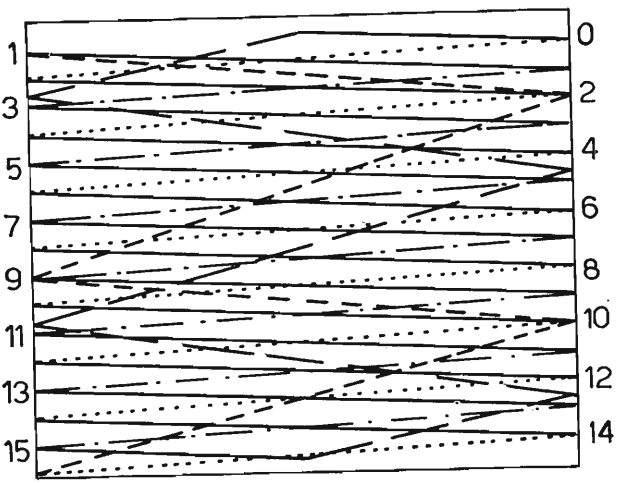


Fig. 41. – Sistema interlacciato di esplorazione dell'immagine.

sono indicati con linee tratteggiate tutti i percorsi di ritorno del pennello elettronico, percorsi, che avvengono senza una effettiva esplorazione dell'immagine perché il cannone elettronico che genera il pennello stesso nei tempi di ritorno è interdetto.

Il tempo di ritorno della riga è molto inferiore a quello di andata. E pure

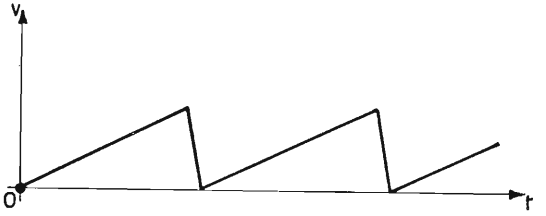


Fig. 42. – Tensione a denti di sega.

estremamente rapido è il tempo di ritorno di quadro, cioè il ritorno del pennello dal basso all'alto. In virtù però della sua più bassa frequenza questo tempo equivale al tempo di due righe.

Con questo sistema si ottiene un'immagine notevolmente migliore, meglio definita e soprattutto senza *sfarfallio.*

Lo spostamento del pennello elettronico da sinistra verso destra e dall'alto al basso si ottiene applicando agli elettrodi di deviazione del tubo a raggi catodici una tensione a *denti di sega* (fig. 42), la quale nel suo tratto ascendente provoca lo spostamento del pennello da sinistra a destra e nel tratto discendente ne provoca il ritorno, che come si vede, risulta molto più veloce. Le due tensioni per gli spostamenti: orizzontale e verticale, sono applicate come in fig. 43.

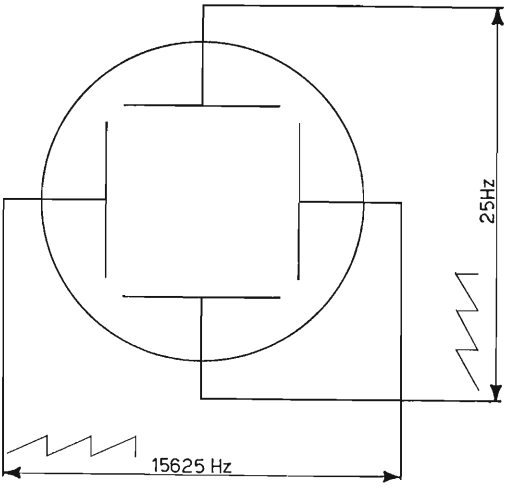


Fig. 43. – Applicazione delle tensioni deflettrici agli elettrodi del tubo a raggi catodici.

Nel sistema di trasmissione previsto per l'Europa e applicato interamente anche in Italia si hanno 625 righe per ogni immagine, suddivise però in due quadri: uno comprendente le righe pari e l'altro compren-

dente le righe dispari, ciascuno di 312,5 righe. Con questo sistema si ha un numero doppio di quadri (50 al secondo) fermo restando il numero complessivo (625) delle righe. È stato scelto il numero di quadri di 50 al secondo, perché tale numero è bene che coincida con il valore delle frequenze di rete che alimenta la trasmittente televisiva e i vari televisori. Ciò è necessario per eliminare talune interferenze che darebbero luogo, qualora il filtraggio della tensione anodica non fosse perfetto, a zone orizzontali più o meno luminose, che si spostano in senso verticale sulla immagine.

17. **Tubi da ripresa.**

Normalmente la televisione fa uso di tre diversi tipi di tubi da ripresa: il *monoscopio* che serve per trasmettere immagini che restano immobili nel tempo, *l'iconoscopio* normalmente impiegato per riprendere immagini già filmate e *l'orticonoscopio d'immagine* usato per riprese dal vero anche in condizioni di scarsa luminosità.

a) Il monoscopio.

Il monoscopio è formato da un tubo di vetro metallizzato nella parte troncoconica (ad imbuto) vedi fig. 44, che contiene un *cannone elettronico* a deflessione elettromagnetica costituito da un filamento riscaldatore e da un catodo ad emissione puntiforme. Il tutto è racchiuso in uno schermo, il quale presenta una finestrella in direzione del catodo, attraverso la quale passano gli elettroni che provengono dal catodo stesso. Tale schermo funge da griglia controllo. Più oltre, lungo il cammino percorso dagli elettroni, sono posti due anodi

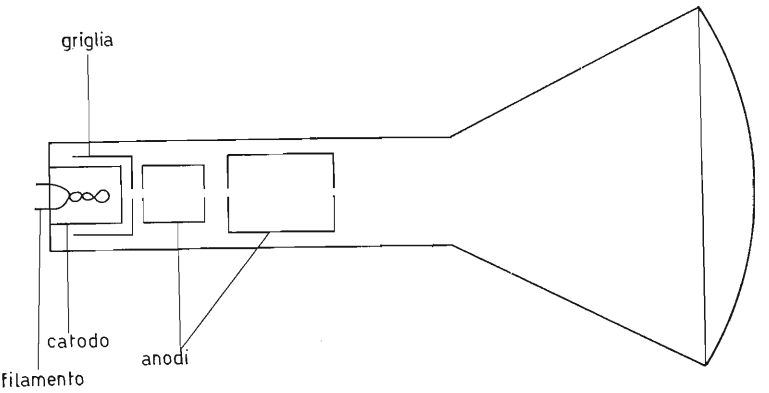


Fig. 44. – Schema del tubo da ripresa detto « monoscopio ».

che servono alla *accelerazione* e *focalizzazione* del pennello elettronico. Infine, si hanno gli organi di *deflessione*, costituiti nel nostro caso da due coppie di bobine, poste attorno al collo del tubo ed esternamente ad esso, per ottenere la *deflessione elettromagnetica*. Una più precisa descrizione del cannone elettronico sarà data trattando il tubo a raggi catodici. Di fronte al cannone elettronico e normalmente ad esso è posta una placca di alluminio sulla quale è disegnato, con inchiostro al carbonio, la figura che si vuole riprodurre (fig. 45).

Quando il pennello elettronico esplora l'immagine con il sistema precedentemente spiegato, si ha, all'urto degli elettroni sulla placca, una emissione

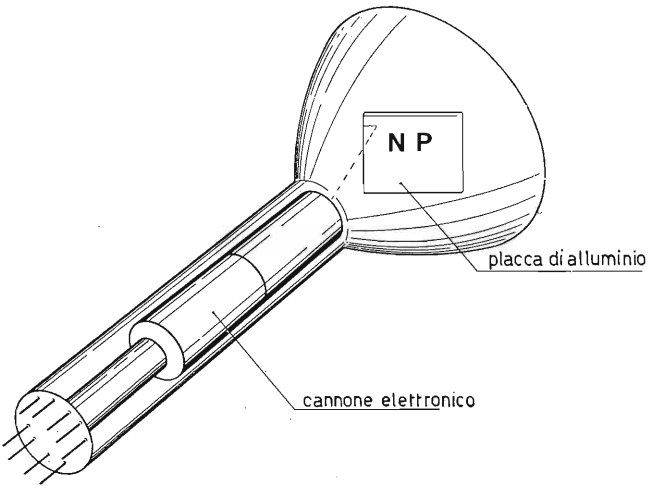


Fig. 45. – Disposizione della immagine da riprendere nel tubo « monoscopio ».

secondaria che è funzione della zona sulla quale cade il pennello elettronico nell'istante considerato. L'alluminio che ha un rapporto di emissione secondaria molto più alto del carbonio, fa si che le parti non stampate emettono molto di più che non quelle ricoperte da inchiostro. Gli elettroni dovuti alla *emissione secondaria* sono raccolti dall'anodo costituito dalla parte metalizzata del tubo. Essi danno luogo ad una corrente elettrica le cui variazioni sono funzione delle variazioni della emissione secondaria. Questa corrente si fa passare attraverso una resistenza di carico posta fra l'anodo dell'alimentatore e la placca del tubo. Ai capi di tale resistenza si ricava poi il segnale utile. Questo tubo è molto utile perché non richiede alcuna illuminazione e soprattutto per la costanza della sua immagine, particolarmente adatta per effettuare misure e confronti fra vari circuiti.

b) Iconoscopio di Zworykin.

L'iconoscopio è un tubo da ripresa televisiva, assai diffuso per riprese di non *estrema nitidezza*, impiegato soprattutto per riprese da film e con una illuminazione della scena con valori che vanno da 4000 ÷ 6000 lux.

Esso è formato (vedi fig. 46) da un tubo di vetro di particolare forma entro il quale è posta una placca o mosaico costituita da una sottilissima lastra di mica ricoperta da un lato da un infinito numero di punti *fotosensibili*, formati da granuli di argento ricoperti da ossido di cesio e cesio puro. La parte della lamina così trattata è rivolta verso l'ottica del tubo, in modo da raccogliere attraverso di essa la luce proveniente dall'immagine. Ogni granulo così ottenuto per le sue proprietà fotoelettriche, emette elettroni in quantità direttamente proporzionali alla quantità di luce che lo colpisce e, di conseguenza, acquista, per la perdita di elettroni, una carica più o meno positiva sempre proporzionale alla quantità di luce su di esso incidente. L'isolamento, garantito dal supporto di mica esistente fra i vari globuli, fà sì che le varie cariche elettriche da essi acquisite si mantengano inalterate nelle varie parti del mosaico, trasformando così l'immagine ottica esplorata, in una immagine elettrica. La parte posteriore della lamina di mica è rivestita da un leggero strato di *grafite colloidale*. I globuli d'argento da un lato e la grafite dall'altro lato della lamina costituiscono un condensatore ed attraverso la sua capacità la carica elettrica viene trasferita sulla parte grafitata. Ad essa è fissato un conduttore che costituisce la via d'uscita per il segnale. Quando il pennello elettronico, proveniente dal cannone, e deflesso dalle rispettive bobine di deflessione esplora la lamina mosaico, per ogni elettrone incidente si ha all'incirca una emissione di quattro elettroni secondari. In questo modo il punto esplorato raggiunge un potenziale positivo di circa 3 volt, mentre tutti i punti circostanti sui quali cadono elettroni secondari emessi, acquistano un potenziale negativo di circa 1,5 volt.

Quando sulla lamina mosaico è inviata la luce proveniente dal soggetto, di cui si vuole trasmettere l'immagine, avviene che i diversi punti della lamina stessa assumono potenziali diversi i quali sono funzione della quantità di luce che ognuno di essi riceve. Poiché per il principio della fotoemissione i punti più illuminati emettono una maggiore quantità di cariche negative, tali punti assumono allora, un potenziale positivo più elevato. Al passaggio del pennello elettronico il salto di tensione che questi elementi subiscono per raggiungere il potenziale di 3 volt è notevolmente inferiore a quello che subisce un punto che sia rimasto in *ombra*. Di conseguenza la emissione secondaria provocata dal pennello elettronico e raccolta dall'annnello collettore è variabile e funzione della luminosità di ogni punto esplorato. Il circuito di carico di questo tubo si chiude tramite una resistenza con la parte della lamina gra-

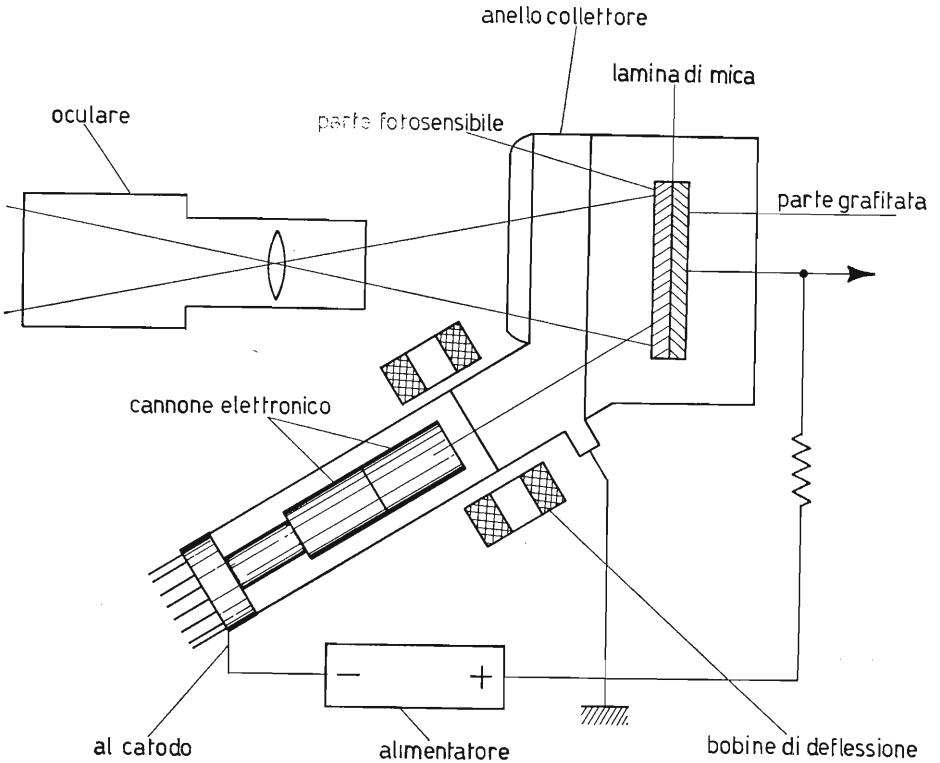


Fig. 46. – Iconoscopio di Zworykin.

fitata, detta anche *placca conduttrice di segnale,* ed è proprio ai capi di questa resistenza che si ottiene il segnale da inviare all'amplificatore. L'inconveniente maggiore di questo tubo è costituito dal fatto che non tutti gli elettroni emessi raggiungono l'anello collettore ma una parte di essi ricade sul mosaico dando luogo sulla immagine a zone di ombra in effetti inesistenti.

c) Orticonoscopio od Image orthicon.

Il più recente, il più perfetto e di gran lunga superiore a tutti gli altri tubi da ripresa televisiva e di conseguenza il più usato, è il tubo da ripresa denominato *Orticonoscopio* od *Image orthicon* (vedi fig. 47 e tav. I e II). Esso è così strutturato ed ha il seguente funzionamento: l'involucro di vetro è costituito da due tubi di diametro diverso, uniti fra di loro. All'estremità del tubo più piccolo è posto lo zoccolo con le relative connessioni, alla estremità opposta e dalla parte del tubo di diametro maggiore è situata la finestra del tubo, attraverso la quale passa la luce proveniente dall'immagine. Detta finestra è

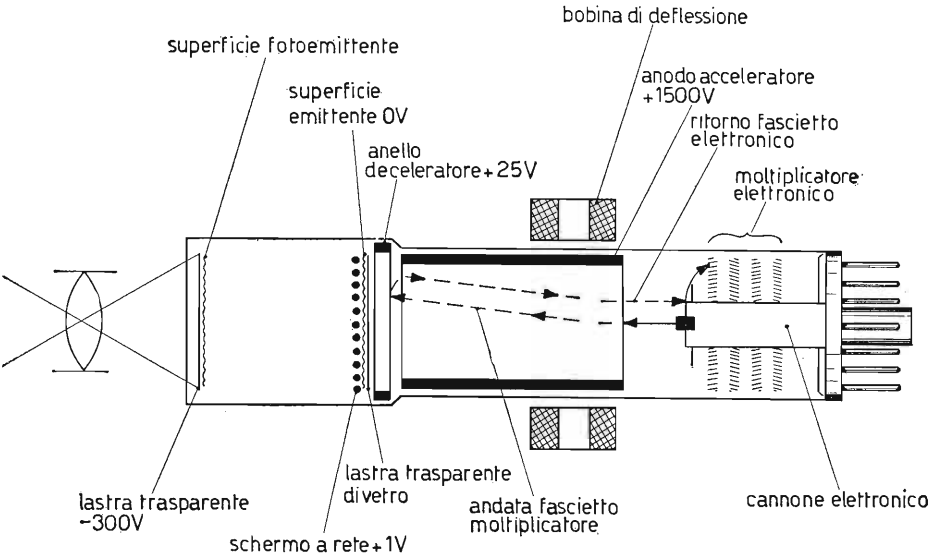


Fig. 47. Schema di Orticonoscopio.

costituita naturalmente da un disco di cristallo purissimo. Immediatamente dietro la finestra è posta una leggera lastra di vetro rivestita dal lato opposto a quello in cui giunge la luce, da uno strato di materiale fotoelettrico e con un potenziale di circa 300 volt. La luce proveniente dall'immagine, che si desidera trasmettere, passa attraverso la finestra e giunge su questa lastra. Attraverso di essa colpisce la parte fotosensibile, determinando una fotoemissione la cui intensità varia da zona a zona della lastra, in funzione della luminosità delle varie zone dell'immagine. Abbiamo creato così *un'immagine elettrica corrispondente a quella ottica*. Più addentro, sempre nella parte a diametro maggiore e posta di fronte alla prima lastra, detta anche *fotocatodo*, una seconda sottilissima lastra di vetro detta *anodo bersaglio*, il cui potenziale è 0 volt, ossia 300 volt positivi rispetto al fotocatodo. Davanti a questo anodo ed ad esso vicinissima è posta una *reticella* piuttosto fitta e sottilissima (circa cento maglie per centimetro quadrato), il cui potenziale è 1 volt positivo.

I fotoelettroni, provenienti dal fotocatodo, passano attraverso ad esse e giungono sull'anodo, determinando una emissione secondaria, che provoca su di esso zone più o meno positive, in funzione della luminosità della parte di immagine esplorata. Gli elettroni emessi dall'anodo sono raccolti dalla reticella, che come si ricorderà, è a un potenziale positivo di 1 volt. Si impedisce così che la loro ricaduta sull'anodo deformi l'entità della carica positiva sull'anodo bersaglio la quale sarà solo funzione della luce delle varie zone dell'immagine. L'anodo bersaglio per la sua estrema sottigliezza presenta una

elevata resistenza longitudinale di superficie in modo che i potenziali delle varie zone si conservano inalterati per tutto il tempo necessario ad una esplorazione di immagine. Esso presenta, invece, una *bassissima* resistenza trasversale, perciò i potenziali presenti su di una parte lo sono pure sull'altra. La parte posteriore dell'anodo bersaglio viene esplorata sempre con il sistema interlacciato precedentemente spiegato, da un raggio di elettroni che partono da un cannone elettronico situato nel tubo dalla parte, ove è posto lo zoccolo. Gli elettroni usciti dal suddetto cannone vengono accelerati da un anodo ottenuto tramite la metalizzazione interna del tubo e sottoposto a un potenziale di 1500 volt. Vengono poi deflessi con un sistema di deflessione elettromagnetica e quindi *rallentati* da un anello metallizzato che ha un potenziale di circa 25 volt posto molto vicino all'anodo bersaglio. Lo scopo di questo anello è quello di impedire che una troppo elevata velocità di impatto degli elettroni sull'anodo bersaglio, determini una emissione secondaria, con conseguente segnale spurio e ombreggiature inesistenti sull'immagine. Il fascio di elettroni giunto così dolcemente sulla immagine elettrica va a saturare i vari potenziali di cui l'immagine elettrica stessa è costituita. Avremo così un fascio di ritorno costituito dalla differenza fra il numero di elettroni del fascio di andata e il numero di elettroni che ha neutralizzato le varie zone dell'immagine. Risulta chiaro che, se una zona luminosa ha determinato una maggior corrente di emissione di catodo, questa determinerà una maggiore emissione secondaria e di conseguenza la formazione di una zona con un maggior potenziale positivo. La neutralizzazione di questa zona assorbirà una notevole quantità di elettroni e, quindi, per quanto riguarda la zona stessa, si avrà una bassa corrente di elettroni di ritorno. Il contrario accade per quanto riguarda le zone scure.

Il raggio di ritorno, giunto in prossimità dell'uscita del cannone elettronico colpisce un disco, il cui potenziale è di circa 200 volt. Tale disco costituisce il primo dei cinque dinodi, ai quali viene inviato un potenziale progressivamente crescente fino a 1500 volt. Tali dinodi costituiscono *il moltiplicatore elettronico* al termine del quale si ha l'uscita del segnale utile.

18. Generalità sulla trasmissione delle immagini.

Osserviamo ora quale aspetto abbia la tensione generata dal tubo da ripresa quando esso effettua la esplorazione di una riga.

Supponiamo che si stia riprendendo un'immagine eguale a quella di fig. 48*a*) e consideriamo quale forma d'onda avranno, ad esempio l'ultima riga corrisponde alla parte di scacchiera superiore e la prima riga corrisponde alla parte di scacchiera inferiore. Le tensioni da esse generate avranno l'aspetto raffigurato nella fig. 48*b*.

Spieghiamone ora il motivo. Nella esplorazione della parte superiore il

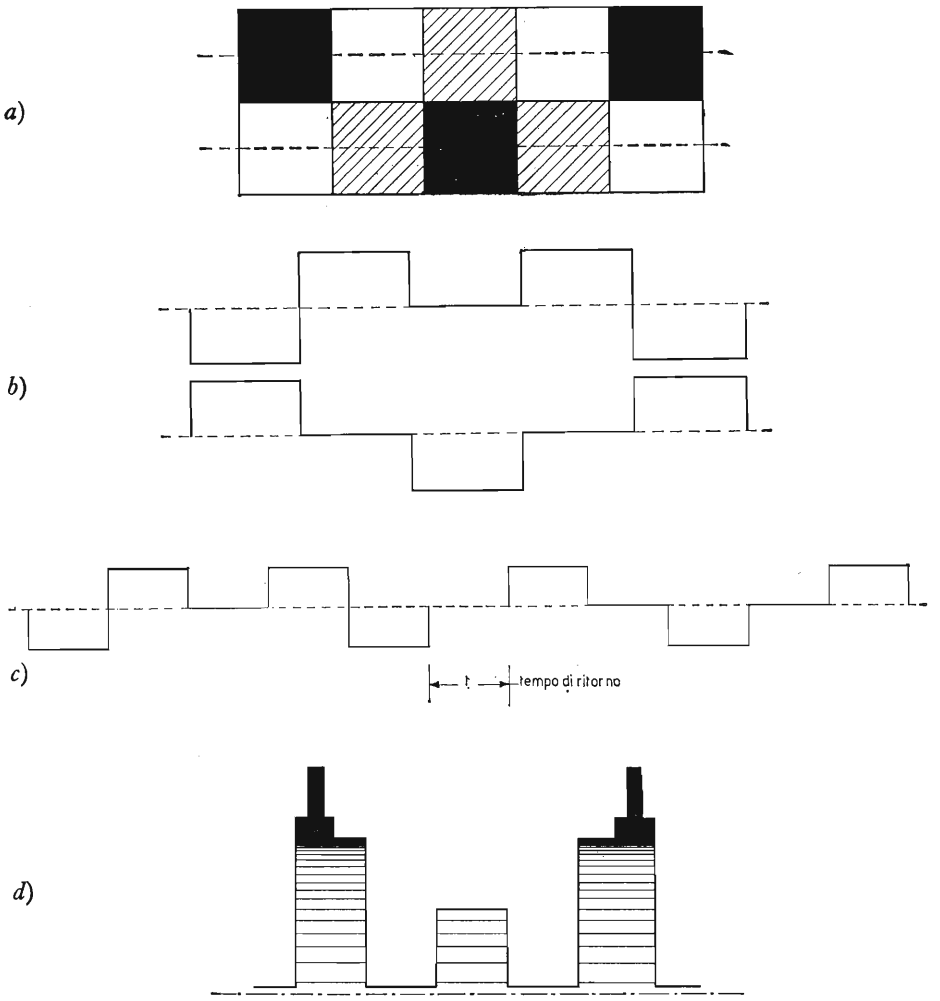


Fig. 48. – *a*) Immagine da riprendere; *b*) tensione da essa generata; *c*) le due tensioni poste in successione logica nel tempo; *d*) segnale capovolto come risulta con modulazione negativa.

pennello elettronico incontra per prima una zona *nera*, avremo quindi una *bassissima emissione* di elettroni, perciò una forte corrente di ritorno che darà luogo ad una tensione molto elevata corrispondente pressoché al livello del nero. Passiamo poi ad una zona *bianca* dove l'emissione è stata *molto forte* in corrispondenza di essa si avrà quindi una zona molto positiva, di conseguenza, una scarsa corrente di ritorno e perciò una tensione molto bassa corrispondente alla zona del bianco. Si incontra poi una zona grigia. Per le

ragioni sopra esposte essa genererà una tensione che sarà *intermedia* fra le due precedentemente considerate. Con questo criterio si ottengono tutte le tensioni corrispondenti a questa riga e a quelle successive come appunto si vede in fig. 48*b*. Poiché le due righe vengono esplorate in tempi successivi è ovvio che esse debbono essere disposte una di seguito all'altra con un intervallo di tempo fra l'una e l'altra corrispondente al tempo di ritorno della tensione a denti di sega che ha generato lo spostamento del pennello elettronico fig. 48*c*. Come già si è detto, questi ritorni non sono visibili, perché durante la loro presenza il cannone elettronico resta interdetto. Si approfitta però di questi spazi vuoti per inserire in essi i picchi di sincronismo fig. 48d, lo studio dei quali sarà fatto con cura trattando i circuiti di deflessione nel ricevitore televisivo.

19. Trasmettitore a blocchi.

Vediamo ora con una schematizzazione a blocchi, come sia costituito un trasmettitore televisivo fig. 49. Cominciamo dalla *telecamera*, la quale, come già si è visto, serve a generare una corrente che ha in sè tutte le caratteristiche della *luminosità* della immagine esplorata. Nelle moderne telecamere sono collocati anche i *generatori di sincronismo* in modo che da tali telecamere esce il segnale di modulazione completo. Poiché in Italia si è stabilito di usare per il segnale video la *modulazione negativa*, se consideriamo il segnale, che si riferisce alla prima riga della fig. 48*b* esso all'uscita della telecamera risulterà sfasato rispetto quello della stessa figura di 180°. In questo modo si ha il *massimo* della tensione per le zone corrispondenti al nero e il *minimo* per le zone corrispondenti al bianco. Naturalmente in fig. 48*d*) sono già stati inseriti anche i *picchi di sincronismo*. Il segnale così ottenuto passa all'amplificatore per videofrequenze e da esso all'amplificatore a radio frequenza dove giunge contemporaneamente anche il segnale generato dall'oscillatore a radio frequenza. In questo stadio si dà luogo alla modulazione d'ampiezza della portante video. Il nuovo segnale così ottenuto passa al filtro elimina-banda che elimina per ragioni, che saranno in seguito spiegate quasi totalmente una banda laterale della portante video, dopodiché il segnale passa al *diplexer*. Contemporaneamente a quanto si è detto, un microfono ha provveduto a raccogliere e trasformare in una relativa corrente i suoni di commento all'immagine esplorata. Questa corrente, dopo essere stata amplificata in BF, giunge all'amplificatore a radio frequenza assieme alla corrente a radio frequenza generata dall'oscillatore della portante suono. Anche in questo caso la presenza dei due segnali dà luogo alla modulazione della portante da parte del segnale modulante proveniente dal microfono. Questa volta è prevista una *modulazione in frequenza*. Anche il nuovo segnale, così ottenuto è inviato al

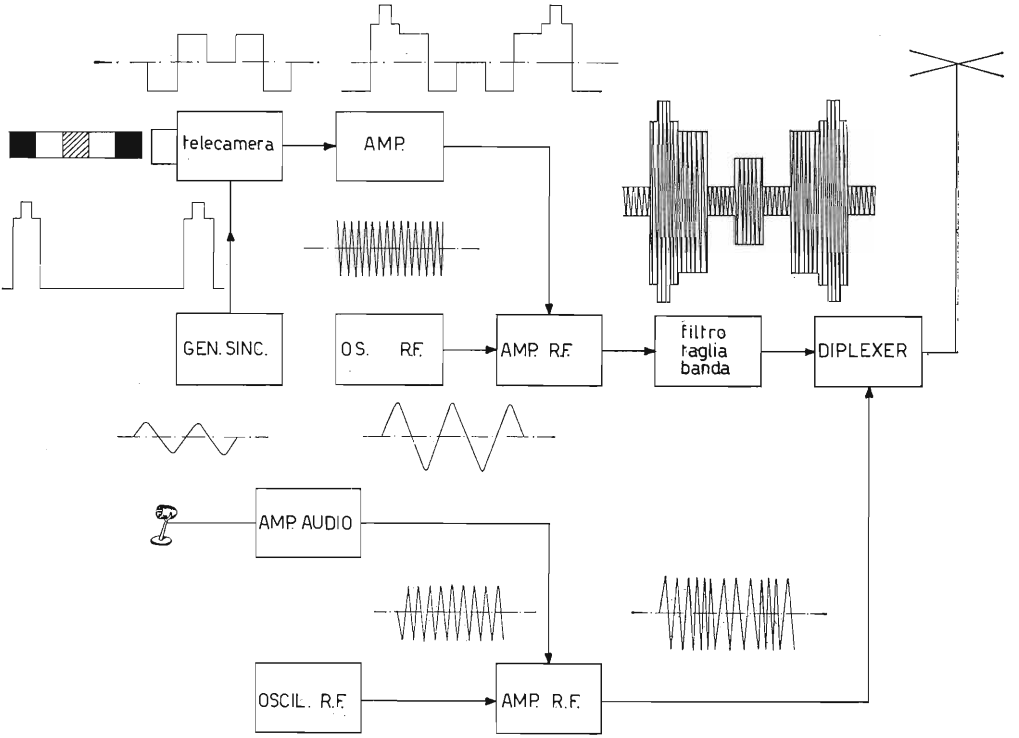


Fig. 49. – Schema a blocchi di trasmettitore televisivo e relative forme dei segnali nei vari stadi.

diplexer. Il compito di questo stadio è quello di consentire l'irradiamento da parte di una sola antenna delle portanti video e audio *senza che abbiano ad interferire fra di loro*. La portante suono è una normale portante modulata in frequenza mentre, come già si è detto, la portante video viene modulata in ampiezza con il segnale proveniente dalla telecamera. Contemporaneamente sul segnale video ad ogni intervallo di riga sono collocati i picchi di sincronismo di *riga* e, ad ogni intervallo di quadro i picchi di sincronismi di *quadro* e quelli *equalizzatori*. La forma d'onda modulante della portante video con tutti i relativi picchi di sincronismo è indicata in fig. 50.

Fig. 50. – Onda modulante completa dei picchi di sincronismo. Da sinistra a destra: picchi sincronismo di riga, equalizzatori, picchi di quadro, equalizzatori e nuovamente picchi sincronismo di riga.

20. **Ricevitore a blocchi.**

Osserviamo con l'ausilio di uno schema a blocchi e delle relative forme d'onda che via via assumono i vari segnali (fig. 51) come sia formato un televisore e quale sia il suo funzionamento. Il segnale giunge in antenna, che è sempre del tipo sintonizzato, costituita da un *dipolo* semplice o ripiegato (come già studiato nel capitolo 2º) con l'ausilio di direttori e riflettore. Dalla antenna tramite una linea la cui impedenza caratteristica può variare da 300 a 75 ohm, il segnale giunge al *gruppo di alta frequenza*. Tale gruppo nei moderni

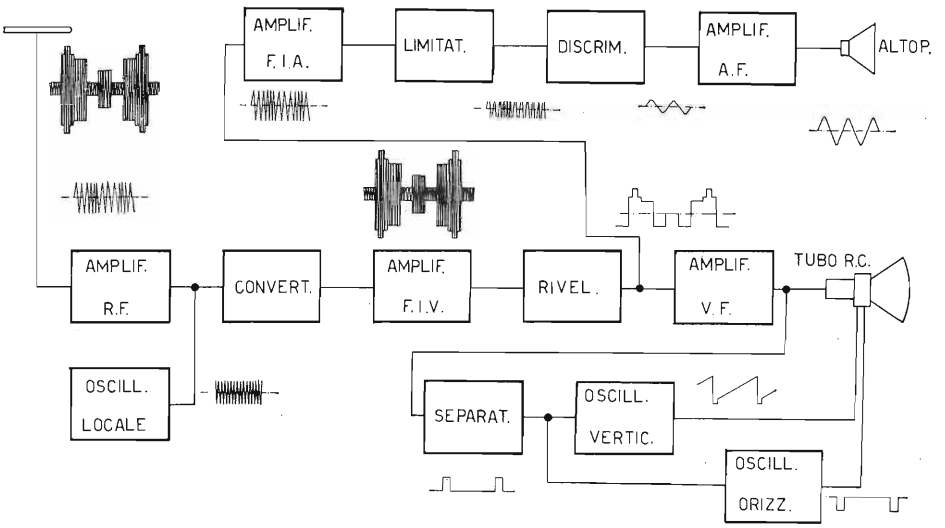


Fig. 51. – Schema a blocchi di un televisore con sistema intercarrier.

televisori, può essere adatto alla ricezione di frequenza VHF oppure UHF. In entrambi i casi il gruppo di alta frequenza provvede all'amplificazione della frequenza video e della frequenza audio. Il gruppo di alta frequenza è costituito normalmente da uno o più stadi ad alta frequenza, da un oscillatore locale e da un convertitore.

Le due frequenze sopraccitate e così convertite ad una frequenza intorno a 40 MHz passano entrambe contemporaneamente allo stadio amplificatore a media frequenza (MF) normalmente costituito da tre stadi di amplificazione, l'ultimo dei quali porta il segnale allo stadio rivelatore. Questo provvede alla separazione del segnale video dalla sua portante ed effettua un battimento tra la portante video e quella audio. Tale battimento rappresenta la nuova frequenza portante audio il cui valore è uguale alla differenza delle due fre-

quenze precedentemente considerate, ossia portante audio meno quella video cioè 5,5 MHz.

Il segnale così ottenuto passa prima nello stadio di MF audio, costituito generalmente da un *limitatore* poi allo *stadio rivelatore* FM, normalmente del tipo a *rapporto*, dopodiché passa allo stadio preamplificatore di bassa frequenza quindi a quello finale di potenza ed infine all'altoparlante. Il segnale video separato dalla sua portante passa allo stadio finale video, che lo amplifica e lo invia in primo luogo al tubo a raggi catodici, poi al circuito di *comando automatico di guadagno* (C.A.G.) che provvede a regolare la sensibilità del ricevitore in funzione della potenza del segnale ricevuto, ed infine manda il segnale video completo allo stadio *separatore sincronismi*. Questo stadio procede a separare i picchi di sincronismo dal segnale video, e a separarli fra di loro (riga, quadro), per inviarli poi ai relativi oscillatori. I picchi di sincronismo di quadro, inviati al circuito *integratore* passano direttamente a comandare l'oscillatore di quadro, formato normalmente da un oscillatore bloccato o da un multivibratore. Il nuovo segnale ottenuto, viene amplificato dallo stadio di potenza, e applicato direttamente alle bobine del *giogo di deflessione*, per ottenere lo spostamento verticale del pennello elettronico.

I picchi di sincronismo di riga, dopo essere stati *differenziati*, passano al circuito del *comando automatico di frequenza* (C.A.F.) o comparatore di fase, il quale li confronta con il segnale a denti di sega generato dall'oscillatore orizzontale, e con la tensione risultante comanda l'oscillatore stesso. Anche l'oscillatore orizzontale può essere del tipo ad *oscillatore bloccato* oppure *multivibratore*. I suoi segnali sono inviati al circuito finale di riga e da esso al giogo di deflessione, per generare la deflessione orizzontale del pennello. Si deve tener presente che l'oscillatore orizzontale, e il relativo stadio finale servono inoltre per ottenere l'extra alta tensione (EAT) da applicare all'ultimo *anodo acceleratore* o *intensificatore* del tubo a raggi catodici.

Capitolo IV

CONSIDERAZIONI SUL SEGNALE VIDEO

21. Calcolo della gamma di frequenze occupata dalle informazioni video.

Abbiamo precedentemente visto che il segnale prodotto dalla telecamera, segnale che va a modulare la portante video, è poi quello che ricostruisce l'immagine e quindi è costituito da una tensione variabile in funzione della *luminosità* dei punti che ha esaminato (vedi fig. 48). La frequenza che il segnale modulante ha in un certo momento è determinata dal numero di volte in un secondo che il segnale passa dal bianco al nero durante la *esplorazione* di quella riga. Supponiamo che ad un dato momento, cosa tutt'altro che infrequente, il pennello stia esaminando una riga interamente bianca oppure interamente nera. È evidente che in questi casi la frequenza che compete alla informazione che danno queste righe è molto bassa. Supponiamo ora di esaminare una riga che sia formata da una alternanza di quadretti: bianchi e neri, il cui lato sia lungo quanto il diametro del pennello che effettua l'esplorazione dell'immagine (vedi fig. 52). L'andamento della corrente che effettua un accurato esame di così fatta figura, dovrebbe avere una forma rettangolare. Ciò comporta che la gamma passante che dovrebbe avere l'amplificatore attraverso il quale deve passare questo segnale dovrebbe andare da zero a infinito. Ciò è praticamente impossibile, ci si accontenta, quindi, che attraverso questo amplificatore possa passare una corrente la cui frequenza massima sia quella della corrente rettangolare testè considerata, ma abbia forma sinusoidale. Vediamo ora quale sia il valore di questa frequenza. Sappiamo che lo standard italiano prevede 625 linee per ogni quadro però non tutte compaiono sullo schermo, un buon numero di esse va perduto durante i tempi di ritorno di quadro, quindi, possiamo considerare l'immagine effettivamente formata da circa 550 righe. Se detta immagine fosse quadrata basterebbe fare il quadrato di 550 per avere

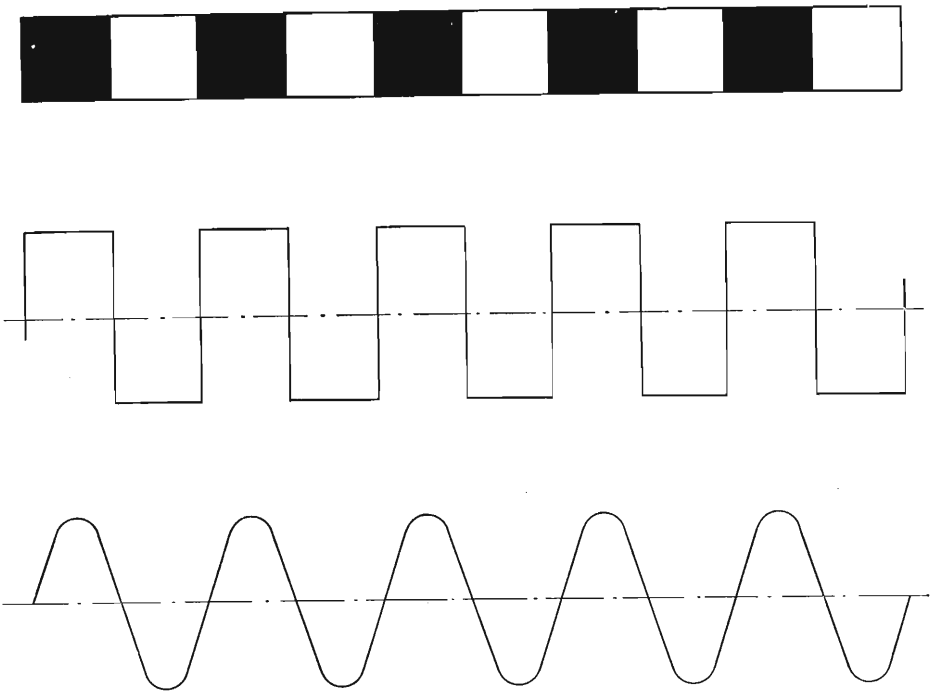


Fig. 52. – Corrispondenza fra immagine esplorata e relativa forma d'onda.

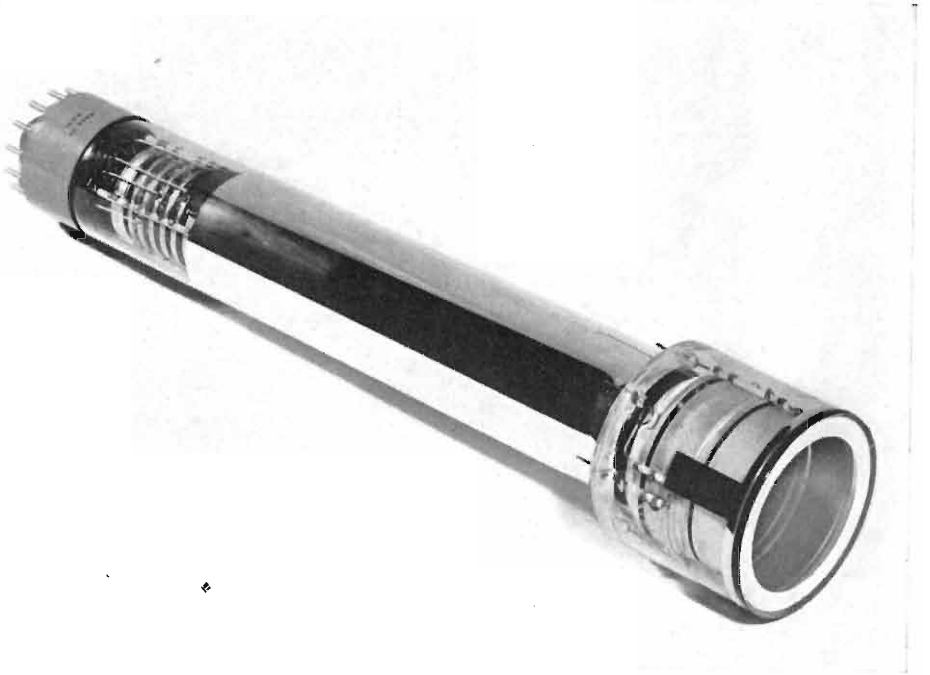
il numero di punti di cui essa è costituita, ma la sua dimensione orizzontale è 4/3 di quella verticale, per cui il numero di punti che la compongono è dato da:

$$550^2 \cdot 4/3 \cong 405000.$$

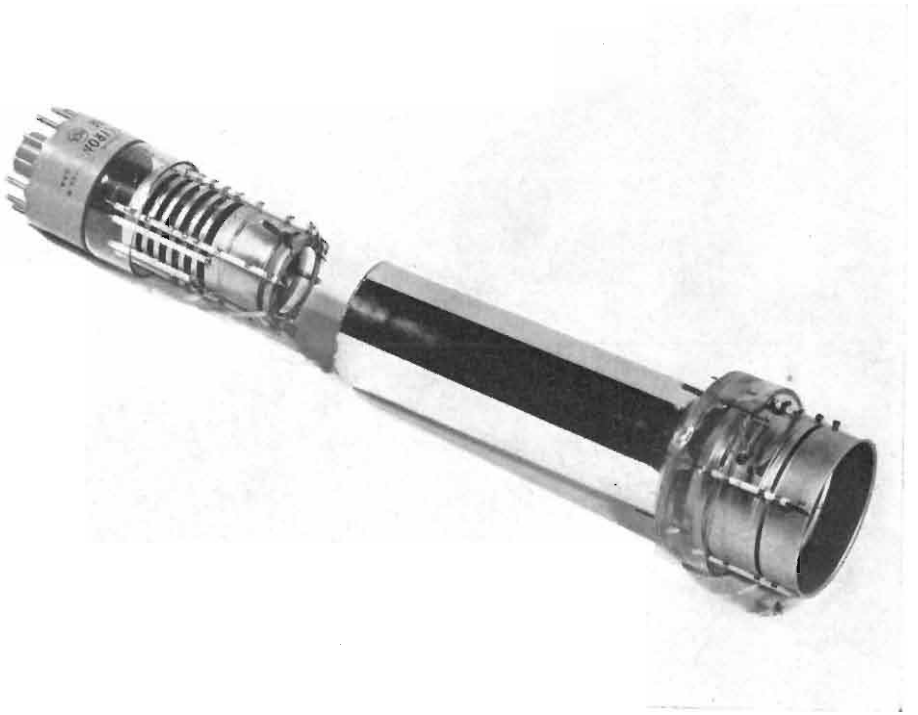
Questi sono i punti che costituiscono una immagine, poichédetta immagine viene ripetuta venticinque volte in un secondo, avremo: $405000 \cdot 25 = 10125000$. Questo è il numero di punti bianchi e neri che si possono esaminare nell'unità di tempo, cioè in un secondo, per riprodurre l'immagine più complessa che si possa ottenere con lo standard a 625 righe. La sequenza di due punti uno bianco e uno nero equivale ad un ciclo, basta quindi dividere per due il numero sopra ottenuto per avere il valore in cicli della frequenza corrispondente all'immagine sopra esaminata.

$$10125000 : 2 = 5062500 \text{ Hz}.$$

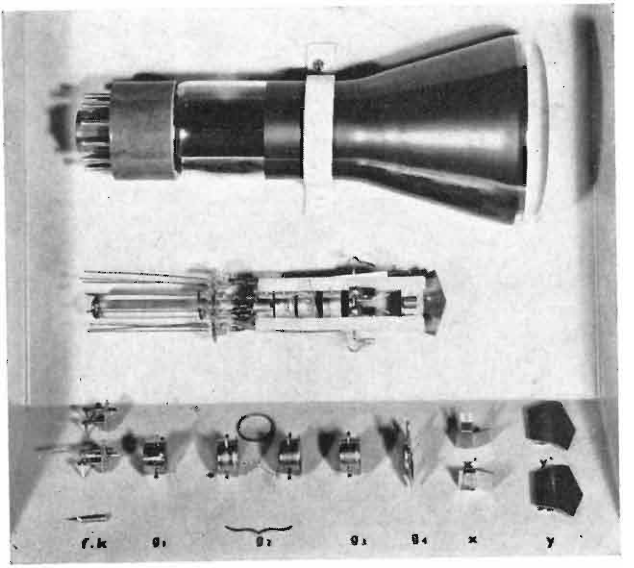
Il valore massimo della frequenza modulante deve essere dunque di almeno 5 MHz mentre il limite minimo della frequenza è stabilito dai picchi di sincronismo di quadro cioè 50 Hz. La gamma di frequenze da riprodurre



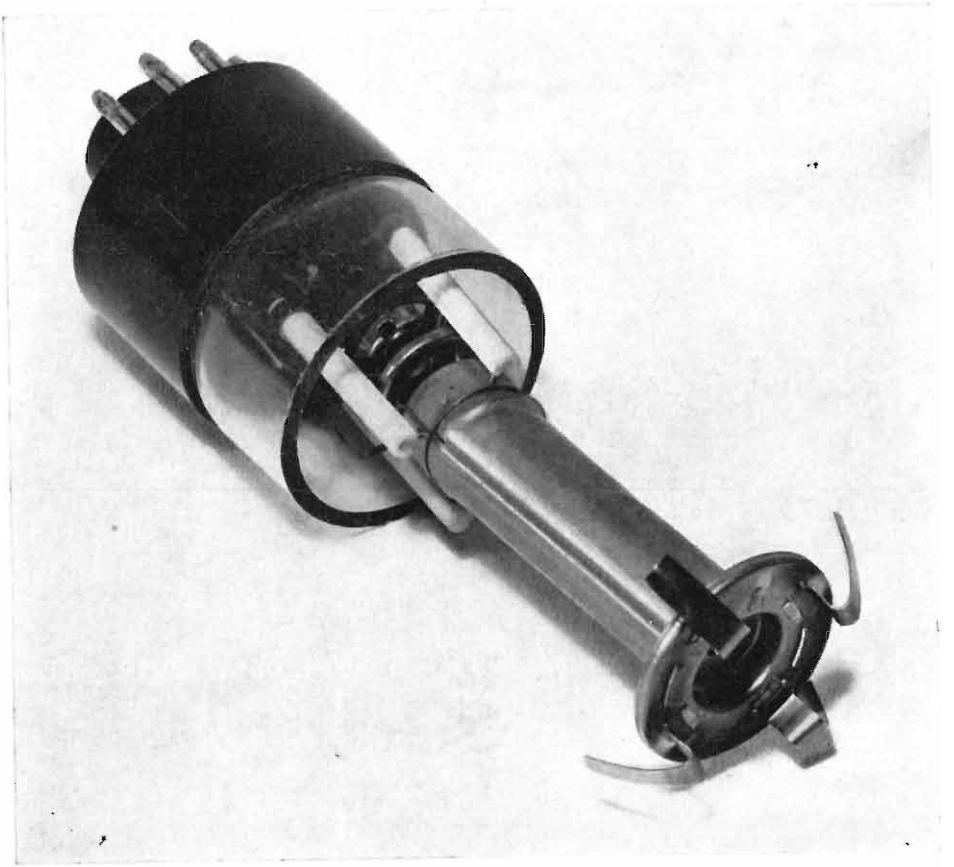
Tav. I. – Orticonoscopio od Image orthicon.



Tav. II. – Orticonoscopio in cui sono in evidenza le parti componenti.



Tav. III. – Tubo a raggi catodici per oscilloscopio in cui è prevista la deflessione elettrostatica. Nella parte inferiore della tavola sono rappresentati i vari componenti del tubo a raggi catodici.



Tav. IV. – Cannone elettronico per cinescopio in cui è prevista la deflessione elettromagnetica e la focalizzazione elettrostatica.

va perciò da 50 Hz a 5 MHz. In pratica si trasmettono frequenze variabili da 0 a 5,5 MHz.

Come si sa, modulando in ampiezza una portante, ne risultano due bande laterali date da $f_p + f_s$ la massima frequenza modulante e $f_p - f_s$ la minima frequenza modulante fig. 53. Nel nostro caso per la trasmissione dei segnali video è necessario un canale con un ampiezza di 11 MHz. Per poter aumentare il numero delle stazioni emittenti televisive nella gamma a loro riservata si ricorre alla *soppressione parziale* della banda laterale inferiore fig. 54 riducendo così l'ampiezza del canale occupato da ogni emittente. Ciò è possibile senza che si introducano distorsioni apprezzabili e conseguentemente effetti nocivi all'immagine. Come si è detto, parlando del trasmettitore, contemporaneamente alla portante video e con la stessa antenna, viene irradiata la portante audio, la quale è modulata in frequenza con una deviazione massima di ± 50 KHz situata ad una distanza dalla portante video di 5,5 MHz e posta dal lato delle frequenze più alte. L'intero spettro delle frequenze irradiate da una trasmittente e conseguentemente ricevute dai ricevitori è indicato in fig. 55 ed ha un'ampiezza di 7 MHz. Come già sappiamo il valore della frequenza portante deve essere come minimo circa dieci volte maggiore di quella modulante, da ciò si comprende che la minima frequenza della portante video non può essere inferiore a 50 MHz. Le frequenze utilizzate dalle stazioni televisive italiane sono riportate nella tabella n. 6.

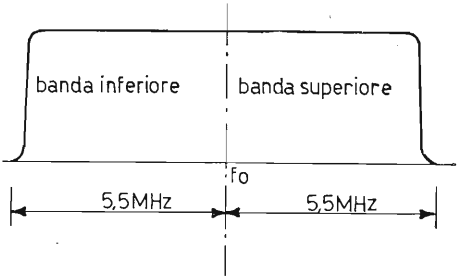


Fig. 53. – Ampiezza teorica di un canale per trasmettitore video.

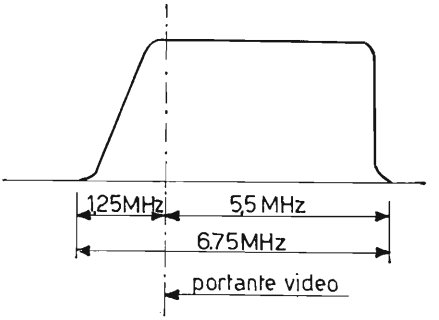


Fig. 54. – Canale per trasmettitore video con semibanda rappressa.

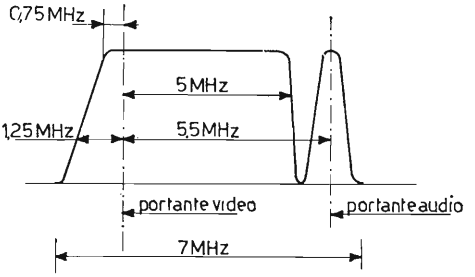


Fig. 55. – Spettro di frequenze irradiate da un trasmettitore televisivo.

CAPITOLO V

IL RICEVITORE TELEVISIVO

Cominciamo ora a prendere in esame dettagliatamente la costruzione e il funzionamento dei singoli blocchi, che compongono il ricevitore televisivo e che abbiamo precedentemente considerato.

22. Sezione a radiofrequenza.

Generalità.

Tutti i moderni ricevitori televisivi sono dotati di uno o più stadi amplificatori a radio frequenza anche se questi determinano una notevole complicazione costruttiva. Infatti l'aumento del numero degli stadi ad alta frequenza comporta pure un aumento delle sezioni del commutatore e quindi una maggiore dimensione di tutto il gruppo. Inoltre uno stadio amplificatore a frequenza intermedia fornirebbe un maggior guadagno, ciò nonostante lo stadio a radio frequenza viene mantenuto per le seguenti ragioni:

1) *aumento della sensibilità del ricevitore;*
2) *miglioramento del rapporto segnale disturbo;*
3) *diminuzione da parte dell'antenna ricevente della irradiazione del segnale prodotto dall'oscillatore locale.*

Lo stadio a radio frequenza inoltre per potersi definire vantaggioso deve poter soddisfare alle seguenti esigenze: trasferire la massima energia possibile dall'antenna alla griglia del primo tubo amplificatore limitando al massimo i segnali disturbo.

Ciò è reso possibile aumentando la selettività e adattando alla perfezione l'impedenza di antenna e quella del circuito di ingresso. Nei televisori ciò è reso maggiormente difficoltoso perché questo adattamento si deve mantenere per tutte le frequenze del canale televisivo interessato la cui larghezza come è noto è di circa 7 MHz. Un'adattamento di impedenza non perfetto porta

ad avere lungo la linea onde stazionarie che determinano sul video disturbi e riflessioni dannose alla buona ricezione.

Infine questo amplificatore deve poterci fornire il massimo guadagno possibile in riferimento al numero di stadi impiegati e compatibilmente con i disturbi che essi introducono. Come sappiamo le valvole e i relativi circuiti introducono nella ricezione vari disturbi da essi stessi generati. Essi sono prodotti dal disordinato movimento degli elettroni lungo i conduttori e soprattutto dalla discontinuità di emissione dei catodi dei tubi (*Effetto mitraglia*) vedi fig. 56. Questa mancanza di uniformità della emissione elettronica fa sì che gli elettroni giungono sulla placca a gruppi anziché in modo continuo determinando una corrente anodica variabile anche in essenza di segnale. *Il fenomeno è pure presente quando si cortocircuita l'ingresso del tubo.*

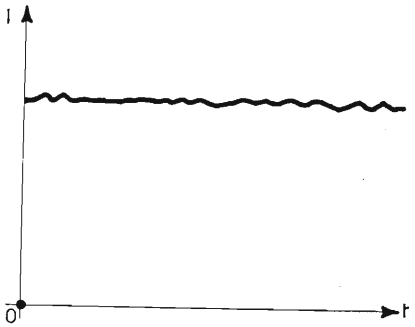


Fig. 56. – Andamento della corrente anodica di un tubo elettronico in assenza di segnale (effetto mitraglia).

Nei pentodi questa situazione è ulteriormente aggravata dal fatto che al sopracitato disturbo, si aggiunge quello dovuto alla irregolare ripartizione della corrente anodica fra griglia schermo e placca. È questa una delle ragioni per la quale si preferisce nella maggioranza dei casi usare per gli amplificatori a radio frequenza triodi anziché pentodi. Un'altra ragione è dovuta al fatto che nei circuiti a radio frequenza, al fine di avere una sufficiente banda passante, è necessario caricare i circuiti oscillanti con resistori in parallelo di valore notevolmente basso rispetto la resistenza dinamica del circuito oscillante. Ne risulta che la maggior parte della tensione dovuta al segnale amplificato cade ai capi della resistenza interna del tubo e va quindi perduta, *mentre solo una piccolissima parte viene utilizzata ai capi del carico anodico.* Se si sostituisce il pentodo con un triodo opportunamente progettato, la cui resistenza interna, sia sufficientemente bassa, la parte del segnale utilizzabile è percentualmente maggiore e anche se il μ è notevolmente più piccolo di quello del pentodo si possono ottenere guadagni molto simili, con il vantaggio di avere un più basso rumore.

23. Amplificatore a radio frequenza a cascode.

Con le moderne tecniche del nuvistor valvola non molto dissimile dal tubo elettronico tradizionale se non per la sua miniaturizzazione, molti televisori impiegano come amplificatore a radio frequenza, un *solo tubo di questo tipo* il quale si è dimostrato particolarmente adatto per questo genere di impiego. Un circuito universalmente usato in passato e tuttora molto impiegato è il circuito *denominato cascode*. Esso è formato (Vedi fig. 57) da due triodi direttamente accoppiati fra di loro. L'anodo del primo triodo è direttamente accoppiata tramite l'induttanza L_2 al catodo del secondo. Per quanto riguarda l'alimentazione anodica, i due triodi sono quindi in serie, per cui, la tensione

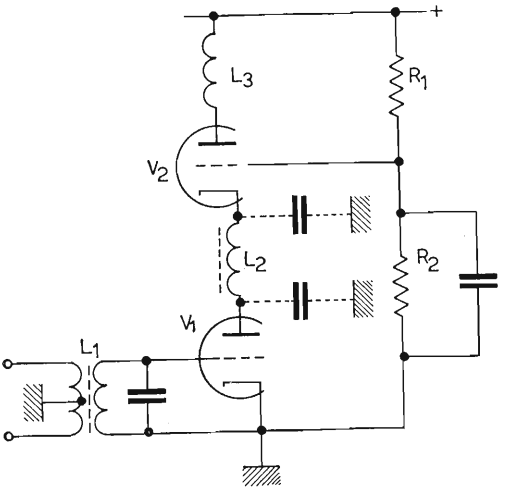


Fig. 57. – Schema di principio del circuito cascode.

in placca al primo triodo (V_1) vi giunge tramite la resistenza interna del secondo. Il primo a sua volta determina la polarizzazione di catodo di V_2. Poiché i due triodo sono teoricamente uguali fra di loro la tensione esistente sulla placca del primo (o il catodo del secondo) è metà di quella anodica. Si rende perciò necessaria una tensione positiva alla griglia controllo del secondo triodo però leggermente inferiore a quella del suo catodo, per darle la giusta polarizzazione. Tale polarizzazione si ottiene tramite un partitore resistivo R_1, R_2 collegato fra la tensione anodica e massa. Il condensatore collegato tra la griglia e massa serve per cortocircuitare verso massa la componente di tensione alternata dovuta al segnale, *ossia porta la griglia a massa per la componente alternativa.*

L'induttanza L_2, che resta fissa contrariamente a quelle L_1 e L_3 che vengono commutate ad ogni cambio di canale, ha un valore tale che risuona con

le capacità parassite di uscita di V_1 e di ingresso di V_2 poste in serie fra di loro ed ad essa in parallelo, ad una frequenza intorno ai 2000 MHz quindi essa è particolarmente adatta per i canali a frequenza più elevata. Essa ha il compito di elevare l'impedenza di carico di V_1 la quale risulta piuttosto bassa per la bassa impedenza di ingresso presentata da V_2 *e dovuta al suo collegamento: griglia a massa.* Questo particolare tipo di accoppiamento ci permette di ottenere una buona amplificazione soprattutto per merito del secondo triodo il quale avendo la griglia controllo collegata a massa, essa funge anche da schermo, per cui lo stadio è così *nella impossibilità di autoscillare* anche spingendo l'amplificazione a valori molto elevati. Infatti il circuito cascode ha l'amplificazione praticamente di un pentodo ed il rumore di un triodo.

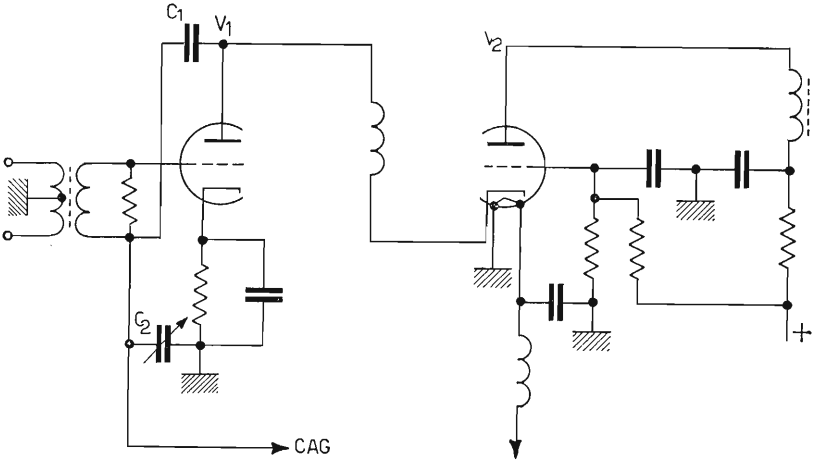


Fig. 58. – Schema pratico di circuito cascode.

In pratica questo circuito (vedi fig. 58) risulta leggermente più complesso. Infatti, come si vede dalla figura in griglia di V_1 è pure presente la tensione fornita dal comando automatico di guadagno, e sempre per quanto riguarda il primo triodo sono pure presenti i condensatori C_1 e C_2 che hanno il compito di neutralizzare le capacità interelettrodiche della valvola, impedendo ad essa di autoscillare. Per questa ragione l'amplificazione di lavoro di questo stadio è mantenuta entro limiti molto modesti che vanno normalmente da uno a tre unità. I due triodi generalmente impiegati per questo scopo sono costruttivamente molto simili e racchiusi entro un solo bulbo. Essi costituiscono perciò una sola valvola. Il triodo che viene solitamente impiegato nella funzione V_2 ha la caratteristica costruttiva di avere un particolare isolamento fra il catodo e il filamento per poter resistere alla notevole differenza di potenziale prevista fra questi due elettrodi. Il filamento viene alimentato attraverso una impe-

denza di arresto per L'AF ed è cortocircuitato da un condensatore per evitare che la radio frequenza si possa propagare attraverso i vari conduttori. Il segnale così amplificato passa, assieme a quello proveniente dall'oscillatore locale, alla valvola convertitrice.

24. **L'oscillatore locale.**

Per quanto riguarda gli oscillatori si prega il lettore di voler consultare il vol. 2° di Radiotecnica. Diremo semplicemente che i tipi più impiegati a quest'uopo sono l'Hartley e il Colpitts (fig. 59). Essi sono normalmente ottenuti con un triodo racchiuso nello stesso bulbo con il triodo o il pentodo

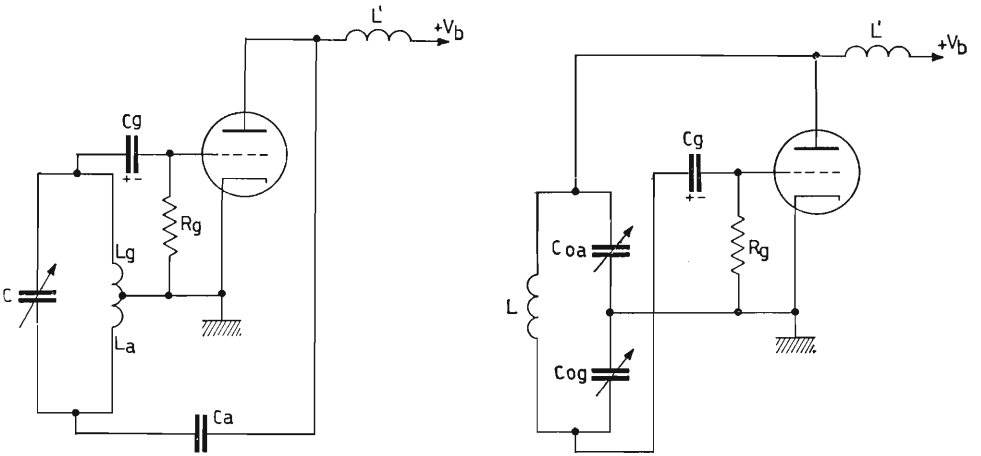


Fig. 59. – Oscillatori Hartley e Calpitts.

che funge da convertitrice. La frequenza dell'oscillatore locale *è generalmente superiore a quella del segnale in arrivo, di una quantità, che come si sa, è uguale al valore della frequenza intermedia.* La tensione generata da questi oscillatori varia da 5 a 10 volt poiché questi valori si sono dimostrati i più idonei per ottenere le condizioni di massimo guadagno di conversione.

25. **La valvola convertitrice.**

Perché una valvola sia adatta a questo compito deve avere una forte pendenza di conversione poiché il valore del carico anodico ad essa applicato è notevolmente basso, sempre al fine di ottenere una sufficiente banda passante. Deve essere inoltre tecnologicamente strutturata in modo da generare il minimo fruscio. Come è stato precedentemente accennato, le valvole impiegate sono triodi o pentodi particolarmente studiati allo scopo.

Il segnale in arrivo in antenna e amplificato dall'amplificatore a radio frequenza, e quello generato dall'oscillatore giungono assieme in griglia controllo della convertitrice tramite un'accoppiamento che può essere induttivo o capacitivo. Il battimento che si origina rappresenta la frequenza intermedia. Il valore della tensione dell'oscillatore, che come si ricorderà, può variare da 5 a 10 volt viene opportunamente regolata dagli organi di taratura al fine di ottenere *la massima resa di conversione.* Con valvole particolarmente adatte si può ottenere una pendenza di conversione dell'ordine di 3 mA/V e una amplificazione di circa un terzo di quella che la valvola potrebbe normalmente fornire come amplificatrice.

26. Gruppi a radio-frequenza di tipo commerciale.

Le figg. 60 e 61 rappresentano due diversi tipi di gruppi a radio frequenza più frequentemente impiegati. Il primo è dotato di un amplificatore a radio frequenza monotubo del tipo a nuvistor, il secondo invece del tipo classico, a cascode. Osservando attentamente queste due figure si può notare quali siano gli accorgimenti pratici che l'industria usa per la realizzazione di questi gruppi. All'ingresso si può osservare che la presa di antenna è prevista per una impedenza di 300 Ω ed è subito seguita da un trasformatore adattatore per passare da tale impedenza a quella d'ingresso della valvola.

Vi sono poi due filtri AF per ridurre al minimo l'irradiamento della frequenza dell'oscillatore locale. Il primo tubo pur essendo un tetrodo è collegato ed utilizzato come un triodo. Questo per ridurre al minimo, il rumore di fondo da esso generato. Esso è racchiuso assieme ai circuiti che lo riguardano, da uno schermo che lo separa da tutto il resto del gruppo, allo scopo di *evitare l'irradiamento della frequenza dell'oscillatore locale attraverso l'antenna.* Gli accoppiamenti fra i vari circuiti sono ottenuti induttivamente, tramite le bobine dei circuiti oscillanti. Esse sono fra di loro accoppiate e montate su di un tamburo la cui rotazione le pone di volta in volta nella loro sede di lavoro, quando si determina la commutazione fra un canale e l'altro. Altro particolare degno di nota sono i condensatori di disaccoppiamento. Questi condensatori, denominati condensatori passanti, sono ottenuti dal conduttore in uscita il quale passa attraverso ad un tubicino saldato alla massa del telaio costituente il gruppo AF. Il condensatore così originato ha allora le armature costituite l'una dal tubicino precedentemente considerato e l'altra dal conduttore stesso. Il dielettrico è formato dall'isolamento fra le due armature Tale dielettrico per il tratto utile è normalmente realizzato in porcellana.

Nel gruppo disegnato in fig. 61 è impiegato un'amplificatore a radio frequenza del tipo cascode. Per il resto sono validi tutti gli accorgimenti tecnici precedentemente considerati, Ultimo particolare da considerare è l'in-

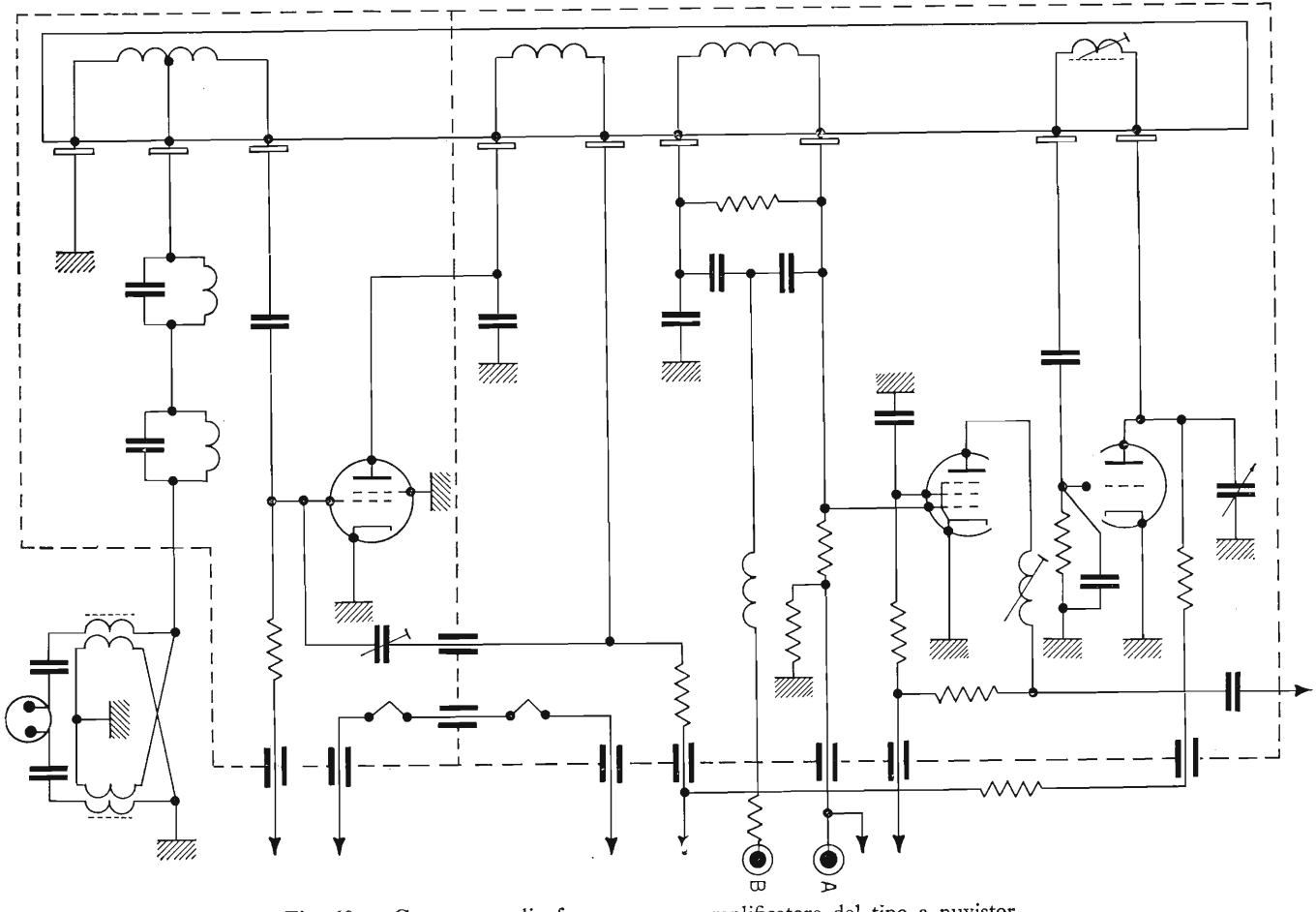


Fig. 60. – Gruppo a radio frequenza con amplificatore del tipo a nuvistor.

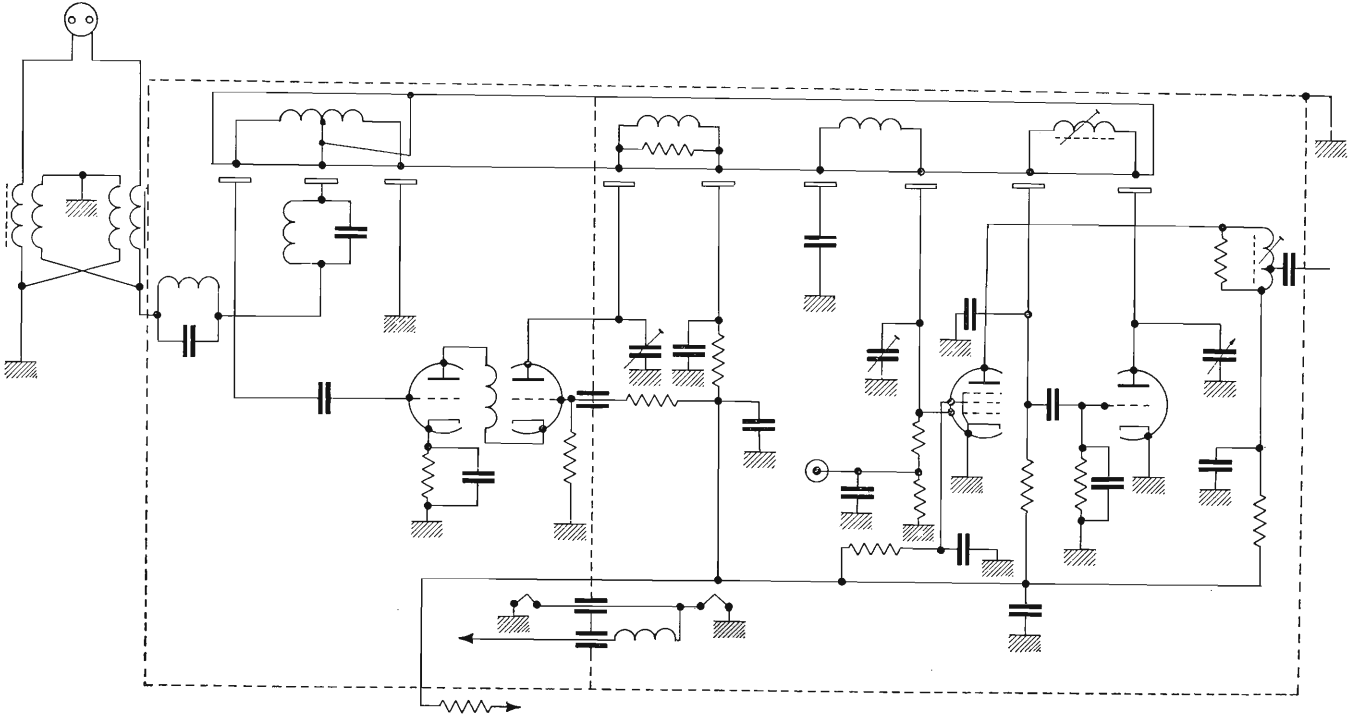


Fig. 61. – Gruppo a radio frequenza con amplificatore del tipo cascode.

gresso del segnale proveniente dal gruppo UHF. Questo segnale risulta già convertito al valore di media frequenza. La parte pentodica della valvola che funge normalmente da convertitrice, in questo caso lavora come amplificatrice di media frequenza *aumentando un stadio amplificatore a frequenza intermedia quando il televisore riceve le frequenze* UHF. La ragione di questo mutamento verrà considerata al capitolo seguente.

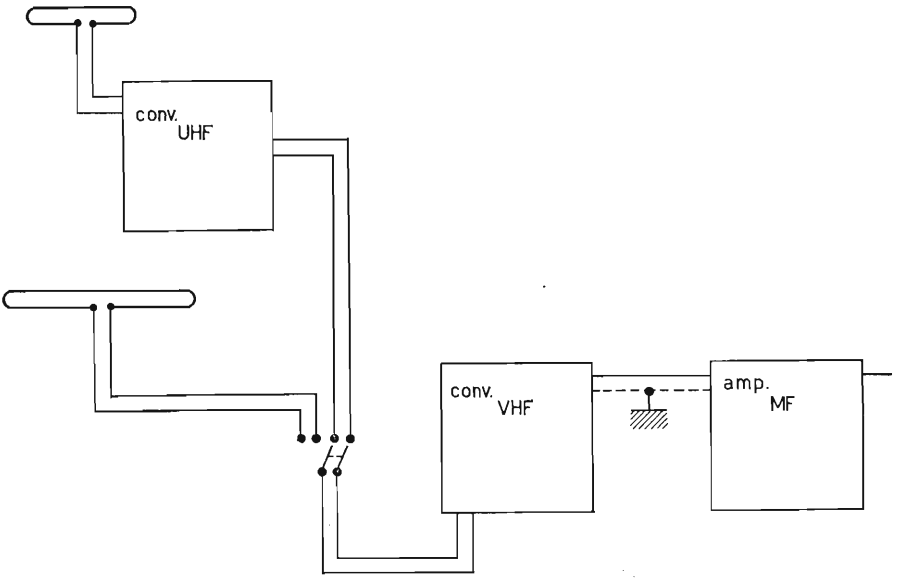


Fig. 62. – Schema di principio per la ricezione di frequenze VHF e UHF con televisori di vecchio tipo (frequenza intermedia 20 MHz).

27. Il convertitore UHF.

Per la ricezione delle frequenze UHF che vanno da 470 a 862 MHz banda IV e V e che sono impiegate per quello che comunemente viene definito secondo canale, si fa uso di un apposito gruppo convertitore. I convertitori impiegati possono essere di tipi diversi. In passato si è fatto largo uso di un tipo di convertitore che convertiva il segnale in arrivo al valore di uno dei canali più bassi del gruppo VHF. Si immetteva poi il segnale nel gruppo VHF nel quale dopo una seconda conversione il segnale seguiva la via normale. Si usava questo procedimento perché nei primi tempi in cui fu irradiato il programma con frequenze UHF moltissimi televisori non erano predisposti per ricevere dette frequenze. Si dovette ricorrere perciò come migliore espediente al sovraccitato sistema illustrato anche in fig. 62.

Questo accadeva per i televisori la cui frequenza intermedia era di circa

20 MHz. Per i televisori non predisposti per il secondo programma ma la cui frequenza intermedia era di circa 40 MHz si preferiva aggiungere un convertitore, che convertisse direttamente al valore di media frequenza e tramite un commuttatore si prelevava il segnale a frequenza intermedia o dal gruppo UHF o da quello VHF (vedi fig. 63). I televisori moderni sono tutti dotati di gruppi UHF che convertono direttamente al valore di media frequenza, però il segnale non è inviato all'amplificatore a frequenza intermedia

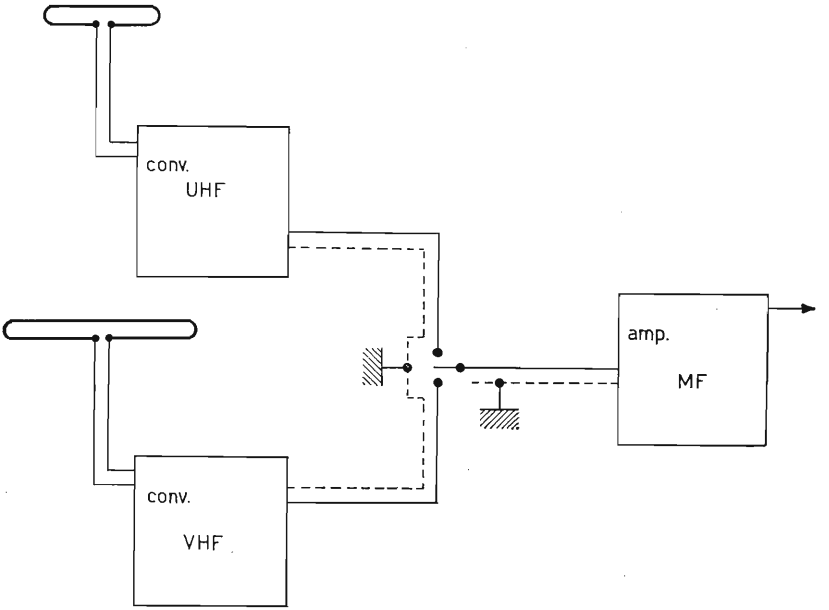


Fig. 63. – Schema di principio per la ricezione di frequenze VHF e UHF con televisori di vecchio tipo (frequenza intermedia 40 MHz).

ma bensì al gruppo VHF del quale si sfrutta la valvola miscelatrice come amplificatrice di frequenza intermedia. Perciò durante la ricezione di frequenze UHF il televisore così costruito usufruisce di uno stadio in più nell'amplificatore di frequenza intermedia. Questi gruppi convertitori, per le frequenze elevate alle quali lavorano, sfruttano circuiti oscillanti a costanti distribuite formati cioè da linee, anzi per essere più precisi, usano conduttori concentrici ad uno schermo, cioè praticamente un tratto di opportuna lunghezza $\left(\frac{\lambda}{4}\right)$ di cavo coassiale (vedi fig. 64). Questo sistema offre il notevole vantaggio di non presentare campi elettrici al di fuori del conduttore che funge da schermo. Dalla fig. 65*a* e *b* si può vedere come varia la distri-

buzione della corrente e della tensione, nell'interno di questi conduttori coassiali, quando uno dei capi è cortocircuitato, *e di conseguenza come si possa prelevare o introdurre in esso un segnale sfruttando un'accoppiamento induttivo nel caso si abbia un ventre di corrente, o un accoppiamento capacitivo nel caso si abbia invece un ventre di tensione.*

L'accoppiamento fra di loro per questi circuiti accordati si ottiene praticando una finestra (vedi fig. 66) sul lato dello schermo che essi hanno in

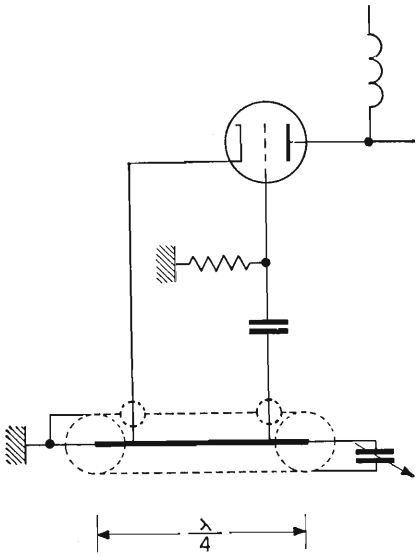


Fig. 64. – Oscillatore con circuito oscillante costruito da due conduttori concentrici.

comune. Il gruppo UHF ora più impiegato è rappresentato in fig. 67 ed è costituito da due triodi uno dei quali ha il compito di amplificatore a radio frequenza. In esso il segnale giunge al catodo del triodo tramite un circuito a larga banda e adattatore d'impedenza. *Si noti che tutti e due i triodi hanno la griglia a massa.* In placca di questo primo triodo si ha il primo risuonatore coassiale accordato a mezzo di un condensatore variabile collegato fra il centro del cavo e lo schermo. Da questo risuonatore il segnale passa tramite un accoppiamento induttivo al catodo del secondo tubo il quale ha il compito di oscillatore locale e miscelatore. Un accoppiamento del tipo a finestra è quello usato invece fra il circuito di placca e il circuito nel quale è presente il segnale sul catodo del miscelatore stesso. Anche i circuiti anodico e catodico dell'oscillatore sono accordati tramite un condensatore coassiale come quello precedentemente considerato. Tale condensatore è in grado di

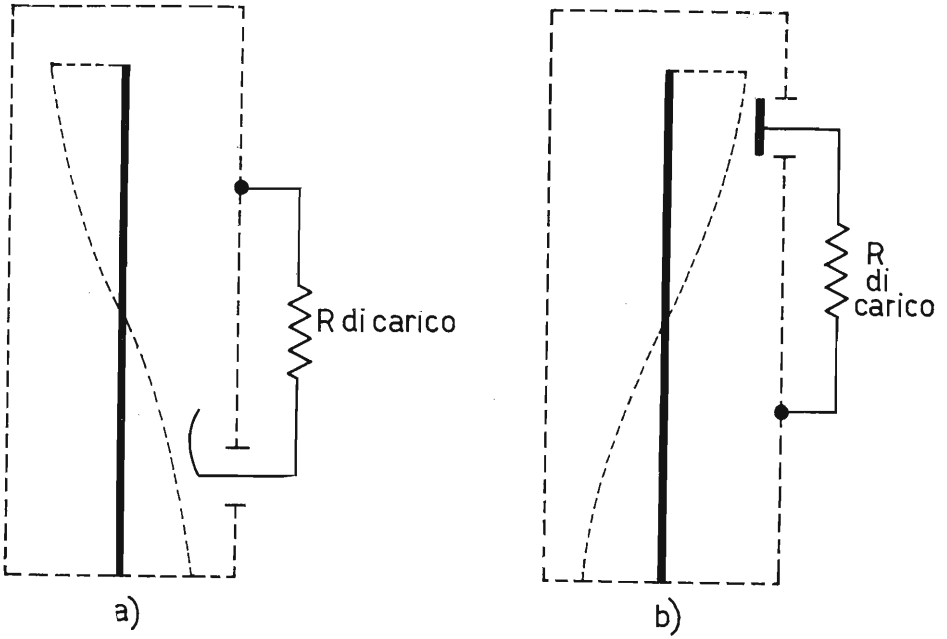


Fig. 65. – *a*) e *b*). Variazione della corrente e della tensione all'interno di un conduttore coassiale.

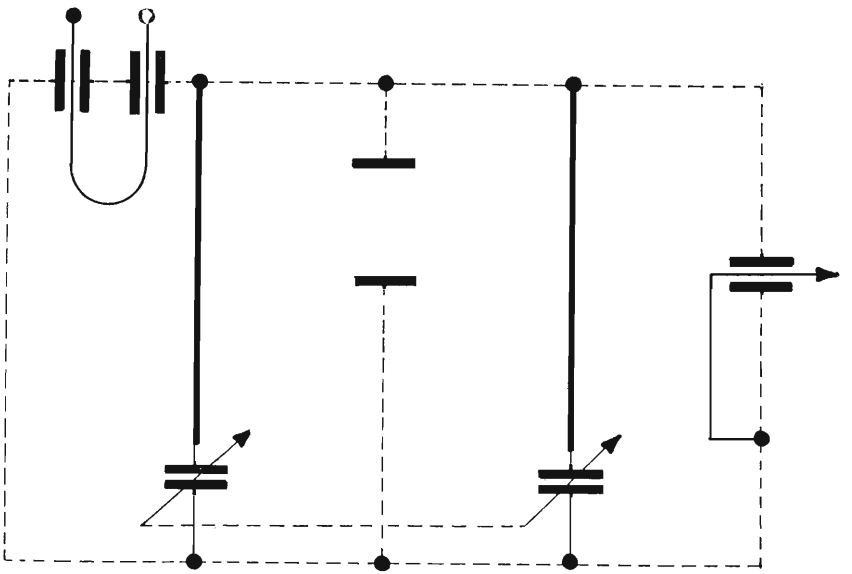


Fig. 66. – Accoppiamento fra due circuiti risonanti del tipo coassiale.

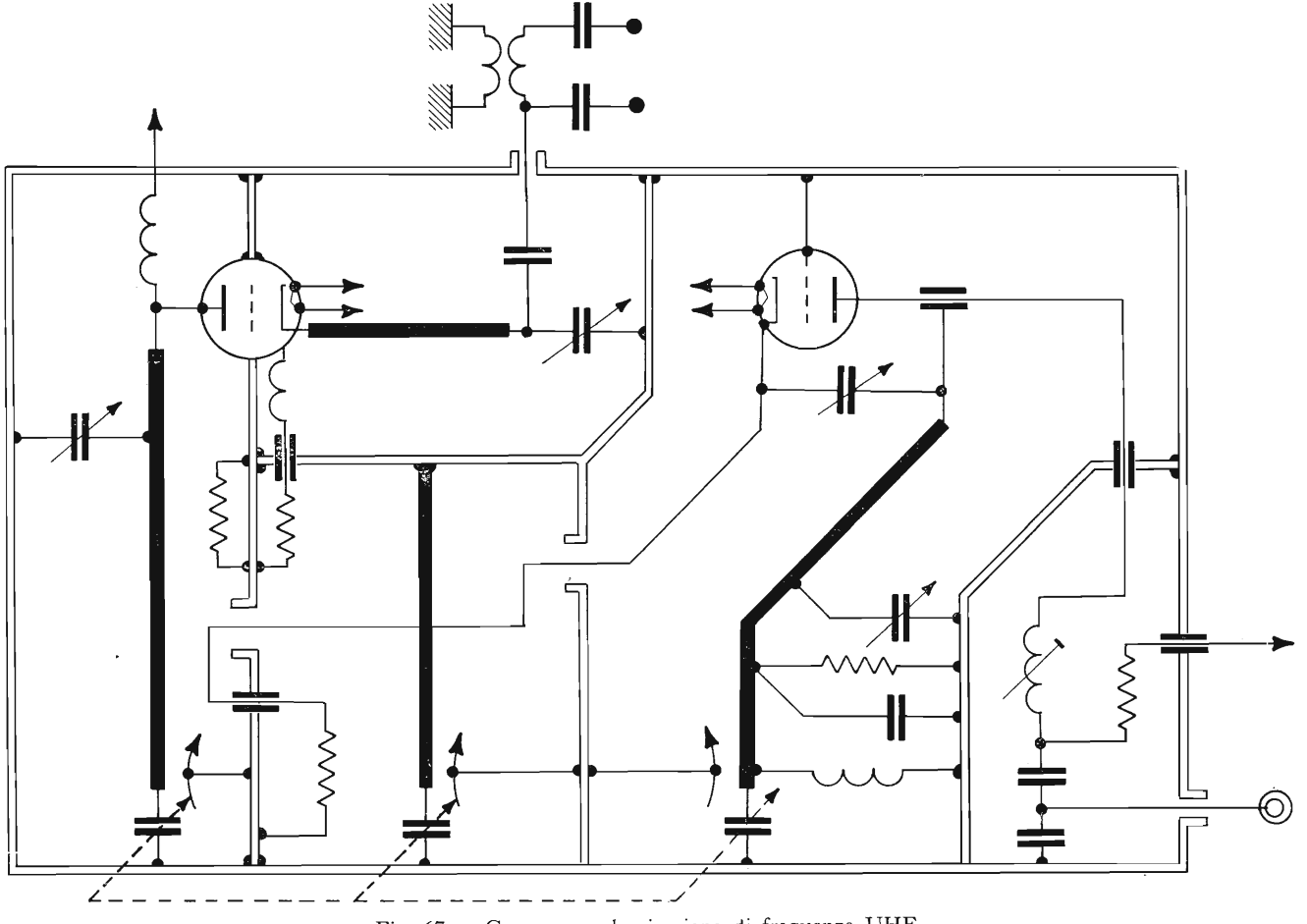


Fig. 67. – Gruppo per la ricezione di frequenze UHF.

far coprire al gruppo l'intera gamma di frequenze UHF che interessa. Il segnale uscente da questo gruppo, entra in griglia del convertitore VHF il quale per il caso funge da prima valvola dell'amplificatore a media frequenza.

28. **Amplificatore a frequenza intermedia.**

Un ricevitore televisivo è nelle sue linee generali, per quanto riguarda la parte radio-frequenza, una normale supereterodina. Il suo amplificatore a frequenza intermedia deve avere però particolari caratteristiche che ora ci proponiamo di considerare. Il valore della media frequenza di esso va scelto fra i 20 e i 45 MHz. Questi limiti delle frequenze impiegate non sono arbitrari ma sono dettati da particolari esigenze le quali, per quanto riguarda

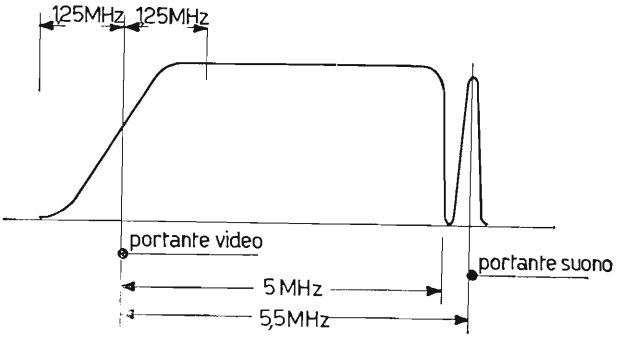


Fig. 68. – Gamma passante teorica dell'amplificatore a F.I.

la frequenza limite inferiore sono dovute alla larghezza della banda passante video che è di oltre 5 MHz, ed è noto che maggiore è il numero di volte che il valore della banda passante è contenuto nel valore della frequenza portante più facile è ottenere la larghezza di banda stessa. Il limite superiore di frequenza invece è dato dal valore della frequenza del primo canale televisivo che va da 52,5 a 59,5 MHz.

La più recente tecnica adotta generalmente valori di frequenza intermedia intorno ai 40 MHz. Ciò favorisce maggiormente la resa del diodo rivelatore ed inoltre maggiore è la differenza fra la portante del canale ricevuto e quella dell'oscillatore locale più difficile si rende la possibilità di irradiamento da parte dell'antenna della frequenza dell'oscillatore stesso. Per contro, maggiore è la frequenza di lavoro, minore è l'impedenza d'ingresso dei tubi amplificatori e, quindi, minore è l'amplificazione stessa.

Altra esigenza di cui bisogna tener conto è data dal fatto che, con i moderni sistemi di costruzione, la tecnica usata per questo amplificatore è quella del

sistema intercarrier. Tale sistema usa cioè un solo amplificatore per amplificare contemporaneamente le portanti video ed audio, risparmiando qualche tubo amplificatore e nel complesso garantisce una maggiore stabilità di tutto l'amplificatore.

Consideriamo ora la curva di risposta alle varie frequenze che questo amplificatore deve avere, cioè in una parola, esaminiamone la gamma passante.

Come si ricorderà abbiamo detto che per ridurre la propria larghezza di banda un trasmettitore televisivo irradia la portante video che è modulata in ampiezza, *con una sola banda laterale.* Abbiamo anche detto che siccome è impossibile sopprimere una banda con taglio verticale, si elimina la banda

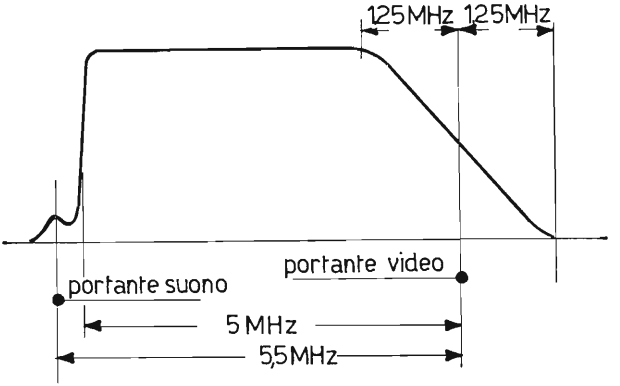


Fig. 69. – Gamma passante pratica dell'amplificatore a F.I.

desiderata secondo una linea inclinata che inizia 1,25 MHz da un lato della portante e termina 1,25 MHz dall'altro lato della portante (vedi fig. 68).

Questo con lieve modifiche che ora considereremo è praticamente la gamma passante che deve avere l'amplificatore a f_i.

La fig. 69 rappresenta la forma reale che in effetti deve avere questa gamma passante. Le differenze fra la figura 69 e quella precedente (fig. 68) come si vede sono minime.

Anzitutto la prima differenza si deve alla figura 69 la quale risulta girata di 180° rispetto alla precedente (fig. 68). Questo fatto è dovuto alla conversione di frequenza, la quale avviene facendo battimento fra il segnale ricevuto e la frequenza generata dall'oscillatore locale, quest'ultima superiore a quella in arrivo del valore della f_i. La seconda differenza è la notevole attenuazione che ha subito la portante suono. Questa attenuazione è voluta per evitare che una volta rivelata la portante audio giunga al cinescopio e determini striature orizzontali sull'immagine, variabili al ritmo del suono. Può sembrare strano che si parli di interferenza del suono sull'immagine, quando

questo è ottenuto con una portante modulata in frequenza, ma la cosa è possibile se la curva di risposta della gamma passante anziché essere come in fig. 69 fosse come in fig. 70. Ciò perché trovandosi la portante suono su un tratto di curva in pendenza essa trasforma le variazioni di frequenza in variazioni di ampiezza causando cioè la demodulazione del suono che è modulato in

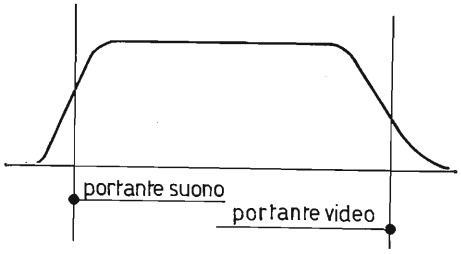


Fig. 70. – Gamma passante dell'amplificatore a F. I. errata determina la autorivelazione delle frequenze foniche.

frequenza con le conseguenze sopraccitate. Gli accorgimenti tecnici necessari al fine di portare la portante audio nelle giuste proporzioni saranno esaminati nel corso del capitolo. Si deve notare ora la identicità delle due curve dal lato opposto della portante audio la cui forma è stata più volte già considerata. Come già si è detto essa è necessaria in quanto non è possibile con un taglio netto verticale eliminare una banda. Così facendo si hanno le frequenze più vicine alla portante presenti da ambo i lati di essa. *All'atto della rivelazione quelle a destra di esse rinforzano quelle che a sinistra hanno subito una attenuazione.* La larghezza di banda necessaria per una buona ricezione, è ottenuta mediante il metodo di stadi accordati a frequenze diverse. Generalmente i

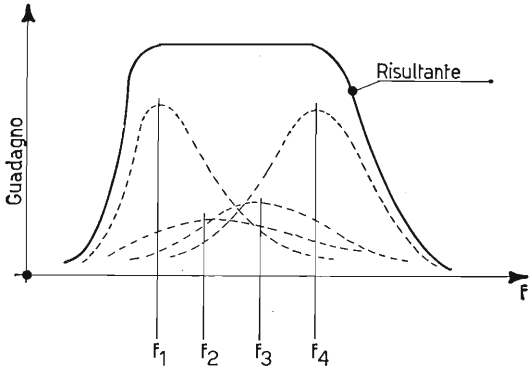


Fig. 71. – Gamma passante di uno stadio a F. I. con le curve che la compongono.

televisori commerciali di buona fattura sono dotati di un amplificatore a frequenza intermedia formato da tre stadi successivi di amplificazione lavoranti a frequenza diverse fra di loro come in fig. 71. Le buone caratteristiche della curva di risposta sono ottenute mediante una particolare e programmata regolazione dei tre circuiti accordati. Questi circuiti a frequenza sfalsata possono talvolta essere anche quattro poiché in molti televisori è presente un circuito oscillante selettore all'ingresso della prima valvola amplificatrice di MF. Al momento della taratura bisogna tenere presente la necessità di accordare al giusto valore anche il circuito di carico della

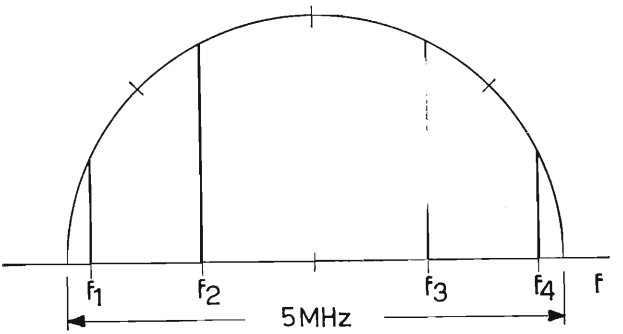


Fig. 72. – Metodo atto a ricavare la frequenza di risonanza dei trasformatori accordati che compongono l'amplificatore a F. I.

valvola convertitrice. Il valore di risonanza dei vari circuiti sopra considerati viene normalmente ricavato con il sistema illustrato in fig. 72. Si traccia una semicirconferenza il cui diametro rappresenta la larghezza di banda passante interessante l'amplificatore. Si suddivide poi la circonferenza in tante parti quanti sono i trasformatori di media frequenza compresi nell'amplificatore. Dal punto medio di ciascuno di questi archi di circonferenza si abbassa la perpendicolare al diametro della circonferenza stessa. I punti così ricavati corrispondono ai valori di taratura di ogni trasformatore, mentre la lunghezza dei tratti verticali fornisce in proporzione il valore delle resistenze con le quali caricare i circuiti oscillanti perché ognuno di essi abbia la giusta larghezza di banda.

Inoltre accoppiati ai trasformatori di media frequenza (vedi fig. 73) vi sono dei circuiti filtro parassiti costituiti da circuiti oscillanti in parallelo accordati al valore della portante audio il cui compito è quello di *abbassare notevolmente il livello della portante audio* per le ragioni precedentemente citate ed inoltre di rendere sufficientemente ripida e quindi selettiva la curva di risposta dell'intero amplificatore sempre dalla parte del suono. Un'altro sistema sempre usato per ottenere gli stessi risultati è illustrato in fig. 74.

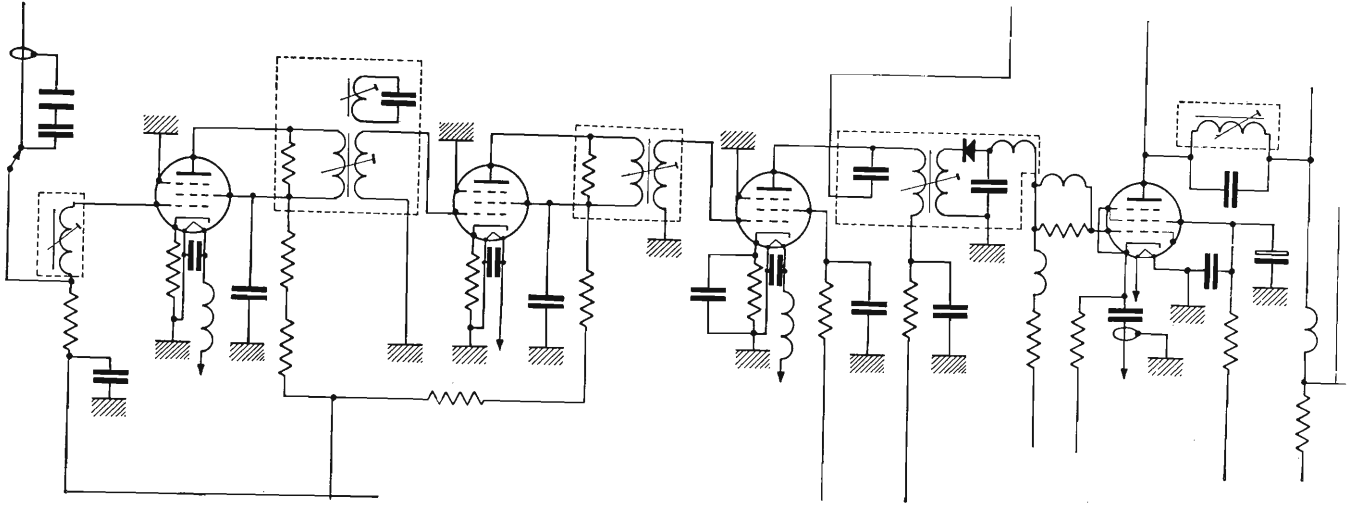


Fig. 73. – Amplificatore a F. I.

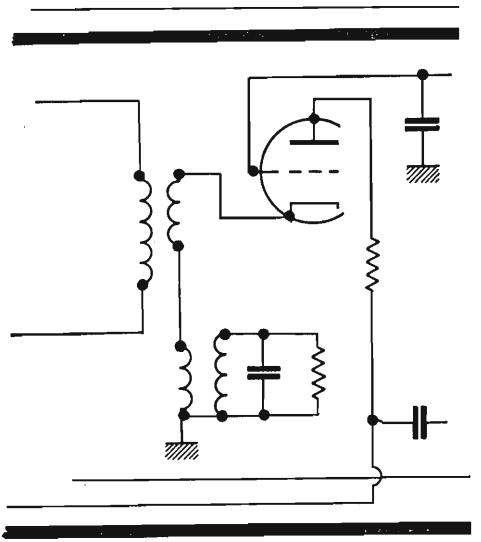


Fig. 74. – Rivelatore video con soppressore suono tipo Geloso.

29. **Rivelatore.**

Al termine dell'amplificatore video è posto il diodo rivelatore il cui circuito ha caratteristiche adatte a rivelare la gamma di frequenza che ci interessa.

Il circuito tipico impiegato è quello di fig. 75 od altro equivalente, impiegante un diodo a cristallo. La maggiore difficoltà nella rivelazione video è costituita dalla necessità di ottenere una costante di tempo che presenti, quanto più possibile, *la stessa impedenza per tutta la gamma di frequenze di lavoro e che contemporaneamente abbia un buon rendimento di rivelazione.*

Tali frequenze come sappiamo, vanno da pochi Hz a oltre 5 MHz. La capacità C di fig. 75 in effetti non è quasi mai collegata perché risulta più che sufficiente la capacità distribuita, formata dai conduttori, il cui valore raggiunge normalmente $15 \div 20$ pF. Sappiamo inoltre che il rendimento del rivelatore sarebbe del 100% qualora R fosse infinito. Questa condizione non può essere in nessun caso soddisfatta perché è necessario avere un valore della costante di tempo RC sufficientemente piccolo al fine di poter seguire perfettamente le variazioni della portante quando questa è modulata alla massima frequenza modulante. In pratica essendo legati a capacità che per costruzione difficilmente scendono al di sotto dei 15 pF, si impiegano resistenze non superiori a 5000 Ω. Poiché il rendimento del rivelatore è dato dal rapporto fra la resistenza di carico e quella interna del diodo è evidente che bisogna scegliere tubi o diodi semiconduttori la cui resistenza non superi i 500 Ω.

La costante di tempo così ottenuta non è sufficiente ad eliminare completamente le traccie di radio frequenza. Si rende quindi necessario disporre dopo la rivelazione un filtro (vedi fig. 76) che

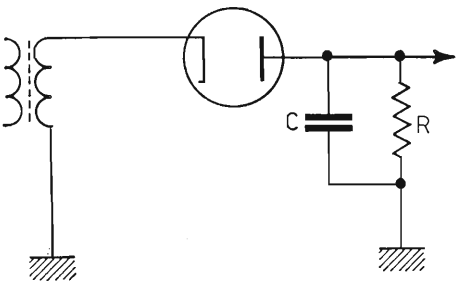


Fig. 75. – Diodo rivelatore.

elimini il residuo di radio frequenza all'ingresso dell'amplificatore video e costituisca una prima compensazione alle alte frequenze.

Per più dettagliate informazioni sui rivelatori per modulazione di ampiezza si veda il Vol. 2°. Altra importante funzione affidata al diodo rivelatore nei televisori costruiti con il sistema intercarrier è quello di determinare il battimento fra la portante video e quella audio che, come si ricorderà, distano fra di loro di 5,5 MHz e ricavare la nuova media frequenza audio da applicare

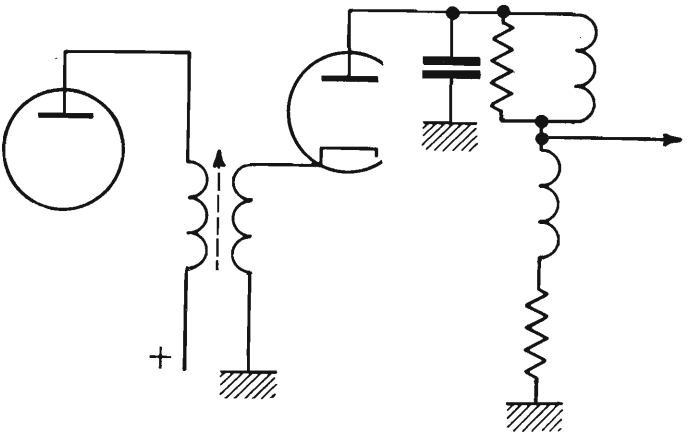


Fig. 76. – Circuito per la rivelazione del segnale video nella sua realizzazione pratica.

all'amplificatore f_i suono. Anche per questa ragione oltre che per quelle precedentemente citate si deve abbassare il livello dalla portante audio ad un valore che sia circa un decimo di quello della portante video.

30. **L'amplificatore video.**

La tensione che si ottiene in uscita dal circuito di rivelazione video oscilla fra la frazione del volt e qualche volt. Essa, è composta dal segnale video e dai picchi di soncronismo, ed è comunque sempre insufficiente a pilotare il tubo a raggi catodici che richiede tensioni dell'ordine di 50 volt. È perciò necessario un amplificatore che porti il segnale all'ampiezza voluta senza alterarne l'ampiezza, la frequenza, e la fase. Queste condizioni sono piuttosto difficili ad ottenersi se si pensa che questo amplificatore il quale normalmente è ad un solo stadio deve avere una gamma passante la quale va da pochi Hz a 5 MHz. In un amplificatore di questo genere si deve dunque tenere conto delle distorsioni di ampiezza, di frequenza e di fase, inoltre degli accorgimenti

necessari al fine di ottenere la richiesta banda passante per non avere un'immagine che presenti difetti di dettaglio di contrasto o definizione. Nel secondo volume al capitolo riguardante gli amplificatori di tensione per bassa frequenza sono già state considerate le distorsioni che un amplificatore può causare per le ragioni sopraccitate. Ci preme in questa sede soffermarci brevemente sulla distorsione di fase perché è quella che in televisione dà maggiori deformazioni alle immagini, e sul modo attraverso il quale in pratica si realizzano le com-

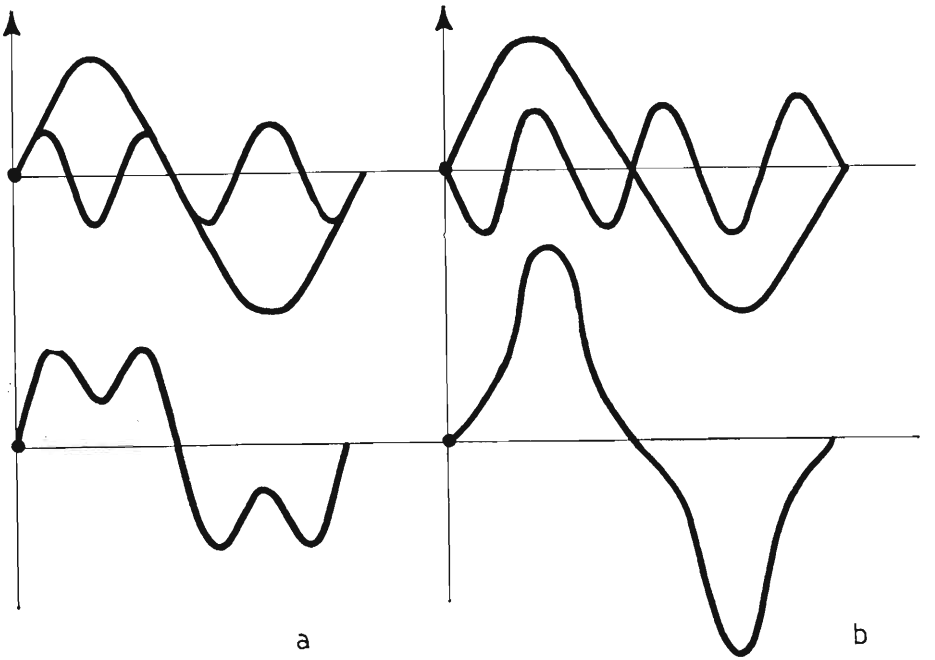


Fig. 77. – *a*), *b*), somma di frequenze sinusoidali con diversi sfasamenti fra di loro.

pensazioni, per ottenere la richiesta larghezza di banda. Per chiarire maggiormente quali siano gli inconvenienti che si possono determinare quando si ha distorsione di fase basta osservare la fig. 77*a*) e *b*). In fig. 77*a*) sono raffigurate due frequenze sinusoidali una delle quali è la terza armonica della fondamentale. Nella stessa figura è inoltre rappresentata la risultante delle grandezze dovuta alla somma delle due. Nella fig. 77*b*) sono rappresentate una sinusoide di frequenza uguale a quella precedente e la sua terza armonica sfasate però fra di loro di 180°. Come si vede le due curve somma sono ben diverse l'una dall'altra. Nonostante ciò nel caso che si riferissero a frequenze musicali l'orecchio le percepirebbe allo stesso modo. In televisione le cose vanno in modo ben diverso. Si osservi ora la fig. 78*a*) e *b*).

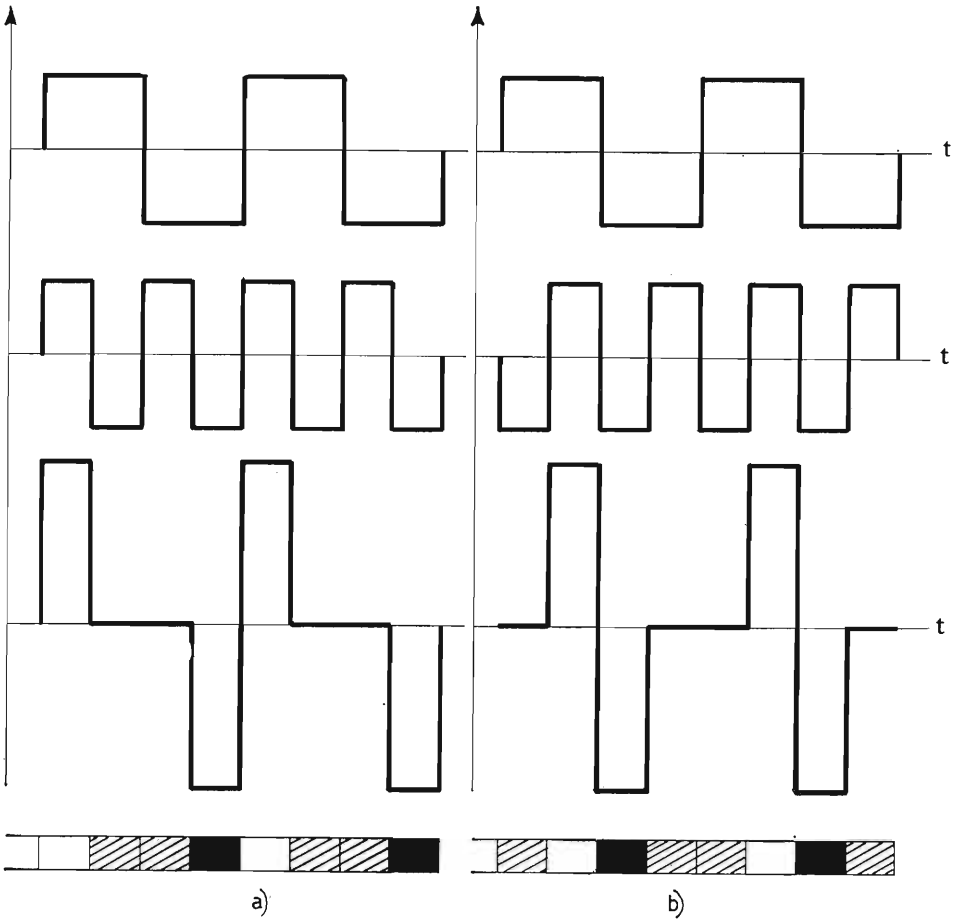


Fig. 78. – La somma di onde quadre a frequenze diverse (prima e terza armonica) dà luogo ad immagini diverse in funzione del loro sfasamento.

In essa è ancora raffigurato una fondamentale con la sua terza armonica e la relativa frequenza somma delle due. Questa volta però si tratta di un'onda quadra anziché sinusoidale. Se con il segnale somma ricavato, moduliamo un portante video noi avremo sullo schermo del tubo a raggi catodici una zona bianca, una zona grigia lunga due volte la bianca e una zona nera lunga come la bianca e così via. Ripetendo la stessa somma ma con frequenze sfasate di 180° la forma d'onda che si ricava darebbe luogo sullo schermo ad una zona bianca, una nera ed una grigia lunga il doppio delle due precedenti (vedi fig. 78b).

Come si vede, l'immagine creata è sostanzialmente diversa da quella precedente.

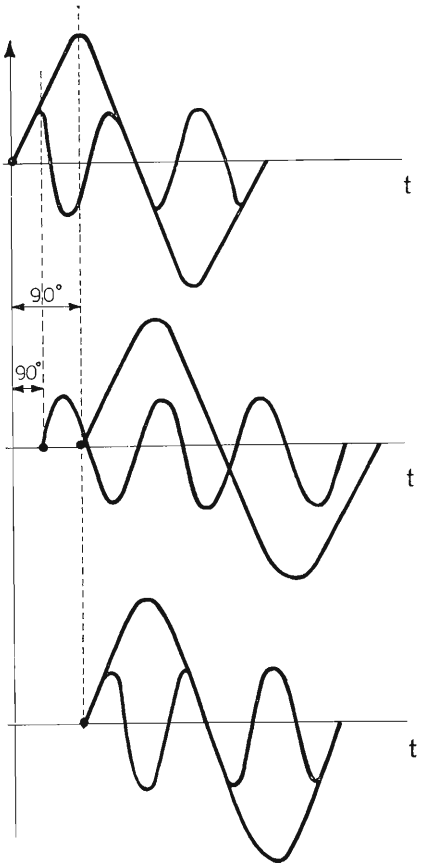


Fig. 79. – Somma di frequenze diverse, mantenendo costante l'angolo di sfasamento e il tempo di ritardo.

Nella progettazione di un amplificatore di questo tipo si deve perciò tener conto che lo sfasamento da esso prodotto, a causa dei suoi componenti induttivi e capacitivi risulti proporzionale alla frequenza. In tali condizioni si ha un tempo di ritardo costante come si può vedere dalla fig. 79. Quando si mantiene costante il tempo di ritardo, anziché l'angolo di sfasamento, la risultante somma di due frequenze è uguale alla originale. In questo secondo caso si ha soltanto un lieve spostamento verso destra rispetto alla originale stessa. Lo spostamento è proporzionale al tempo di ritardo. Questo lieve difetto sullo schermo del televisore non viene notato, in quanto non solo tutte le frequenze che formano l'immagine risultano spostate, ma anche i picchi di sincronismo, quindi l'immagine si ricompone interamente nella sua giusta posizione.

Per quanto riguarda le difficoltà da superare per poter ottenere con un solo stadio di amplificazione la intera gamma passante come già si è accennato, si ricorre agli accorgimenti esaurientemente trattati nel 2° vol. i quali consistono (fig. 80) nel porre in serie o in parallelo al carico anodico delle bobine dette di compensazione. Tali bobine aumentano il carico anodico in corrispondenza alle frequenze ove l'amplificazione normale dell'amplificatore risulta deficitaria. Di conseguenza permettono di ottenere la dovuta banda passante come è visibile in fig. 81. Per la compensazione alle basse frequenze si usa invece dividere la resistenza di carico in due resistenze di opportuno valore e cortocircuitarne una con un adeguato condensatore come è previsto in fig. 82. Alle frequenze alte la reattanza del condensatore risulta molto piccola per cui esso cortocircuita praticamente la resistenza che ha previsto in parallelo. La resistenza di carico perciò assume un valore che è dovuto alla sola resistenza non cortocircuitata, mentre quando l'amplificatore lavora a frequenze basse, la reattanza del condensatore risulta molto elevata quindi essa non cortocircuita la resistenza che ha in parallelo,

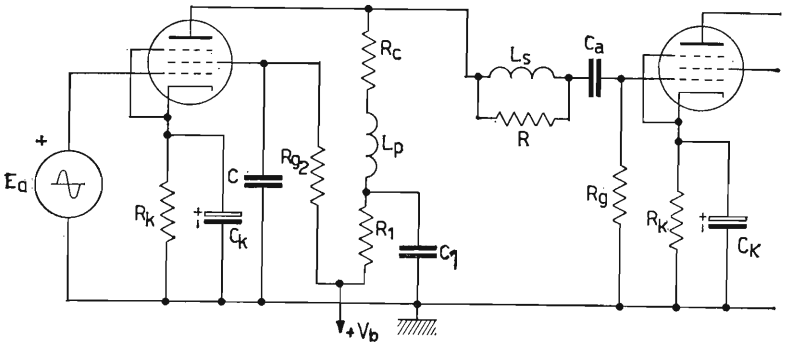


Fig. 80. – Amplificatore a *RC* con compensazione alle basse frequenze, R_1C_1 e mista con *Lp* ed *Ls* alle alte frequenze della gamma.

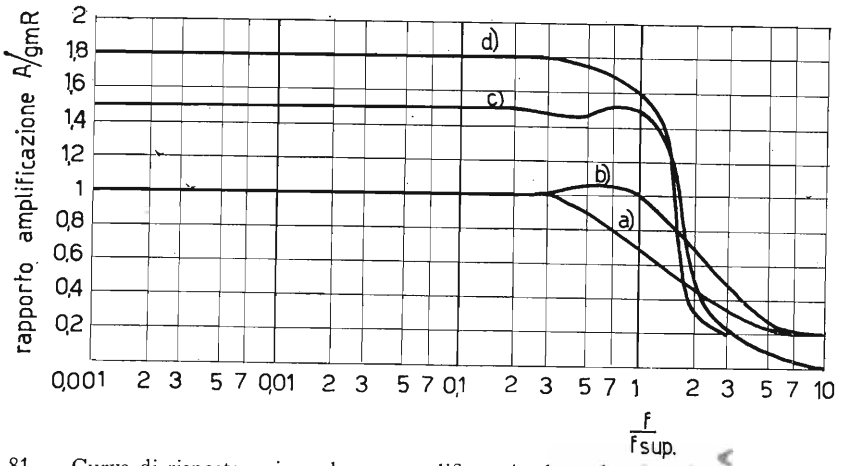


Fig. 81. – Curva di risposta universale per amplificatori a larga banda: *a*) non compensato; *b*) compensato in parallelo; *c*) compensato in serie; *d*) compensazione mista.

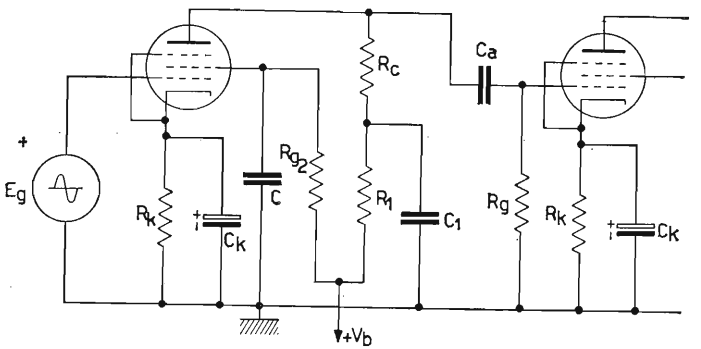


Fig. 82. – Amplificatore a *RC* compensato alle basse frequenze della gamma.

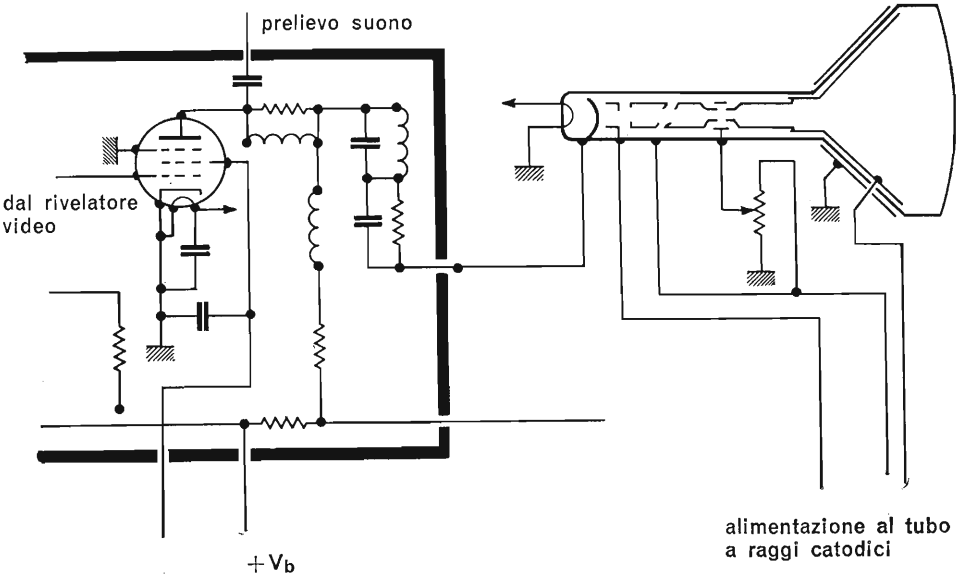


Fig. 83 - Esempio di stadio finale video con accoppiamento in corrente continua.

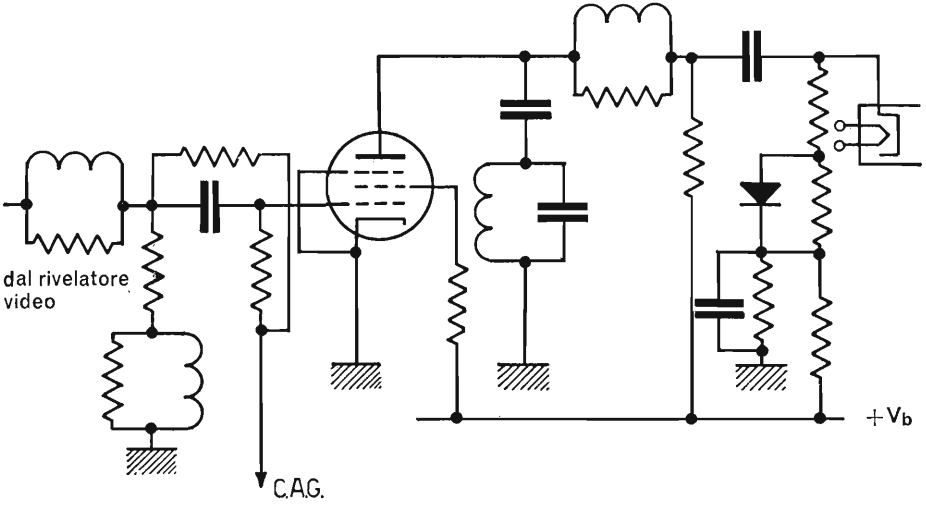


Fig. 84. - Esempio di stadio finale video con accoppiamento con reinserzione della componente continua.

ed il carico totale dell'amplificatore perciò è dato anziché da una sola resistenza dalla somma di tutte e due. Il guadagno, dell'amplificatore che come sappiamo è proporzionale alla resistenza di carico, risulta di conseguenza più elevato. La realizzazione pratica dell'amplificatore finale video assume l'aspetto riprodotto nelle figg. 83 e 84).

31. **La componente continua.**

Come si vede dalle ultime figure del paragrafo precedente, l'accoppiamento fra l'amplificatore finale video e il cinescopio, si può realizzare sia per collegamento diretto sia mediante una capacità *C*. In tutti i modi però, poiché normalmente si preleva dal rivelatore un segnale di polarità negativa e lo si immette in griglia dell'amplificatore finale video, in placca del medesimo logicamente il segnale risulta di polarità positiva. Questo fatto ci vincola ad applicare il segnale al catodo del tubo a raggi catodici. La tensione di griglia del tubo deve essere perciò positiva rispetto al potenziale di massa e negativa nella giusta quantità rispetto al catodo. Per ottenere questa condizione di lavoro si preleva la tensione per la griglia controllo del tubo a raggi catodici tramite un potenziometro il quale regola nel contempo la luminosità dell'im-

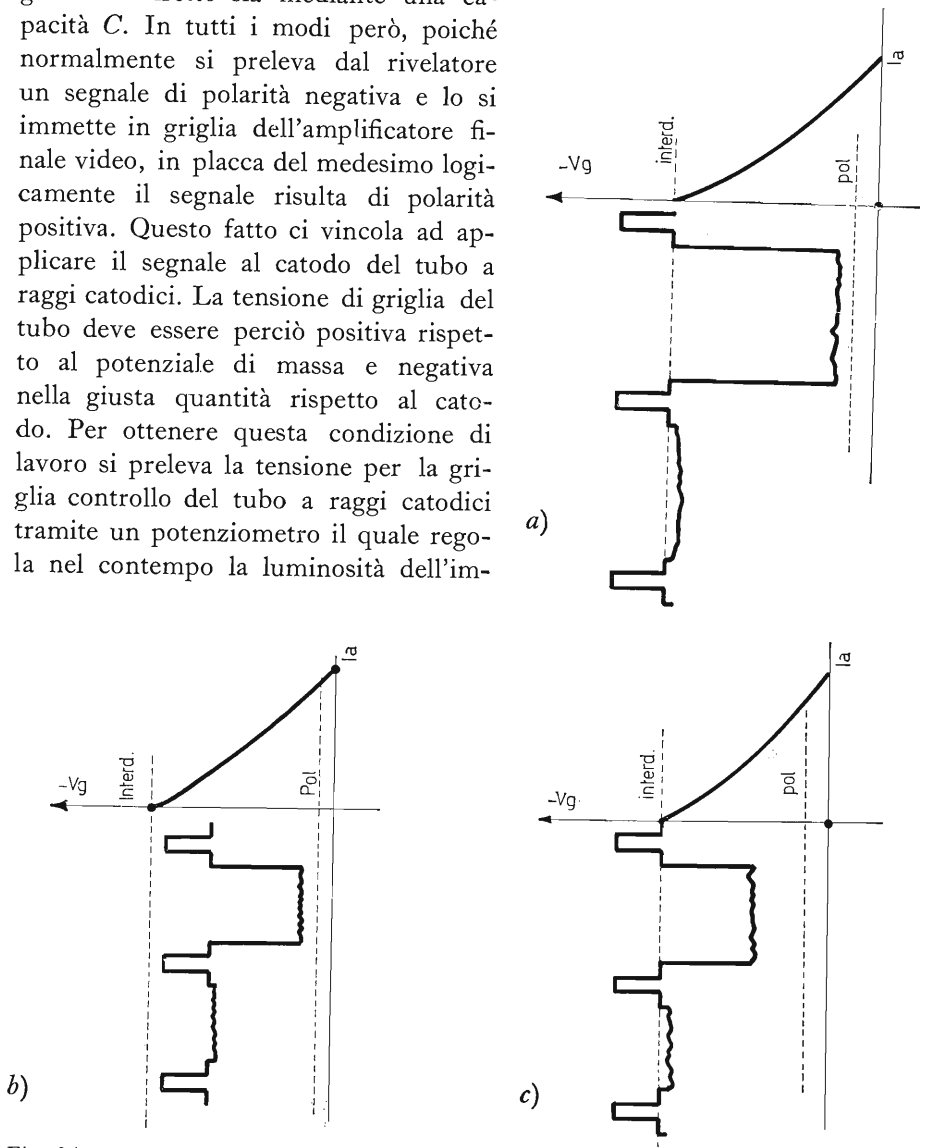


Fig. 85. – *a*) Caratteristica anodica del tubo a raggi catodici con segnale video di giusta ampiezza; *b*) caratteristica anodica del tubo a raggi catodici con segnale poco ampio, in posizione riferita al bianco; *c*) caratteristica anodica del tubo a raggi catodici con segnale poco ampio, in posizione riferita al nero.

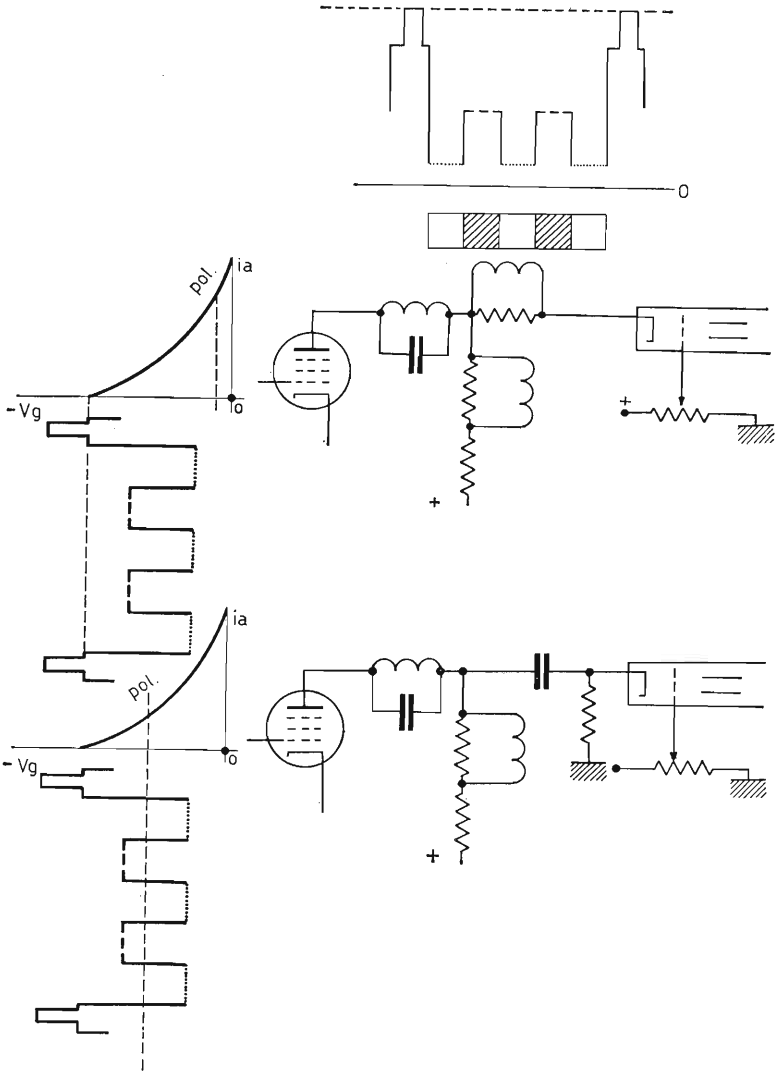


Fig. 86. – Tensione risultante da una linea a tratti bianchi e grigi, applicata ad un tubo a raggi catodici, con accoppiamento diretto e con accoppiamento capacitivo.

magine sullo schermo del cinescopio. Quando, come nel caso della fig. 83 l'accoppiamento è diretto le cose vanno bene perché con questo sistema non viene soppressa la componente continua, parte integrante del segnale video, la cui presenza è estremamente importante, tanto che, come si vede dalla fig. 84 quando si ha accoppiamento a resistenza e capacità la componente continua deve poi essere reinserita con accorgimenti che ora vedremo. L'importanza della componente continua e il giusto valore della tensione di

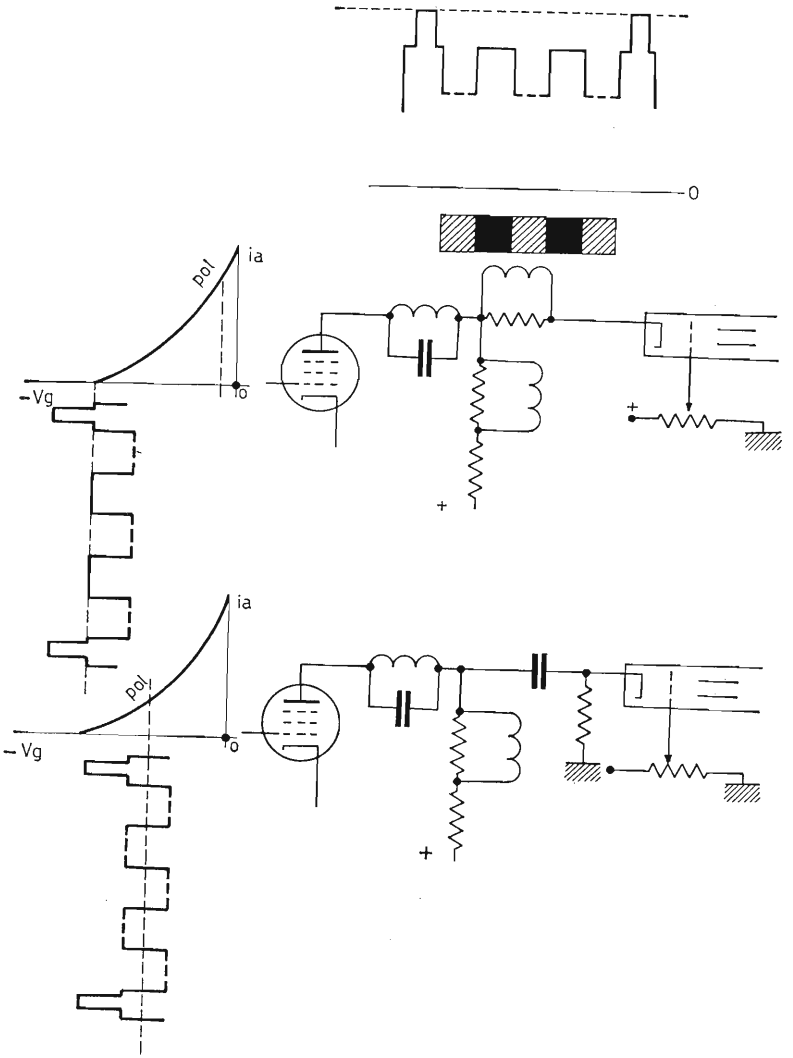


Fig. 87. – Tensione risultante da una linea a tratti neri e grigi, applicata ad un tubo a raggi catodici, con accoppiamento diretto e con accoppiamento capacitivo.

griglia che determinano la luminosità dell'immagine sono messe in evidenza dalla osservazione e dal commento della fig. 83. È anzitutto indispensabile che l'amplificatore finale fornisca un segnale di giusta ampiezza in riferimento alla caratteristica mutua di lavoro del tubo a raggi catodici impiegato. Infatti è necessario che, se si considera per esempio un segnale formato da una riga nera seguito da una bianca, la prima deve trovarsi con il suo 75% dell'ampiezza del segnale sulla linea dell'interdizione e la seconda deve interessare con

il 10% dell'ampiezza stessa il tratto rettilineo della caratteristica mutua del tubo a raggi catodici, verso potenziale zero fra griglia e catodo se si vuole che entrambe le righe abbiano la giusta luminosità che compete loro. Se l'ampiezza del segnale è insufficiente e si desidera aggiustare la luminosità tramite il relativo comando, tale regolazione risulta impossibile. Infatti, come in fig. 85*b*, se si fa riferimento al bianco si ottiene che la riga nera non ritrovandosi più al suo livello risulterebbe grigia, ed il pennello elettronico non è interdetto durante i ritorni di riga che capitano, come si sa, durante i picchi di sincronismo. Se invece si volesse far riferimento al nero risulterebbe che i bianchi non

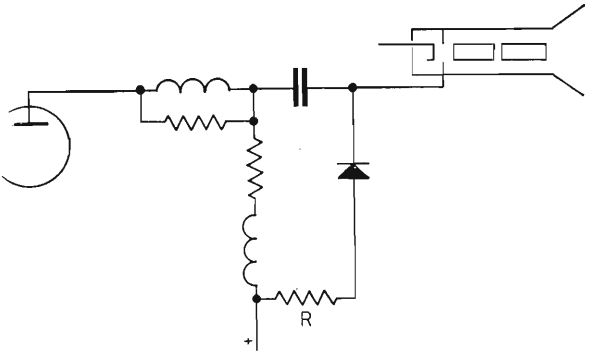


Fig. 88. – Diodo per la reinserzione della componente continua, con segnale applicato in griglia del tubo a raggi catodici.

occupando più la giusta posizione del 10% anziché essere brillanti apparirebbero piuttosto grigi vedi fig. 85*c*. Difetti simili a questo si hanno quando viene a mancare la componente continua. Supponiamo infatti di dover riprodurre ad esempio una riga formata da tratti bianchi e grigi. Se la componente continua è presente nel suo giusto valore, le tensioni corrispondenti alle varie tinte anno la giusta ampiezza, quindi le tinte stesse assumono la loro esatta tonalità. Nel caso invece mancasse la componente continua l'asse neutro della tensione alternata si disporrebbe sulla linea di polarizzazione determinata dalla tensione di griglia. In questo caso il mutamento sarebbe lieve in quanto (vedi fig. 86) si avrebbe una leggera diminuzione della brillantezza dei bianchi ed un leggero aumento dell'opacità dei grigi. Difetti molto più evidenti risulterebbero invece nel caso si tratti di una riga a tratti neri e grigi; infatti, venendo a mancare la componente continua, la linea dello zero della tensione alternata disponendosi sulla linea di polarizzazione renderebbe grigi i neri e quasi bianchi i grigi come è visibile in fig. 87.

Un sistema molto diffuso per reinserire automaticamente la componente continua è quello illustrato in fig. 88. Esso consiste di un diodo, che condu-

cendo quando si ha la fase negativa del segnale, carica il condensatore *C* ad una tensione pressoché uguale ai picchi di sincronismo. Durante l'altro semiperiodo il condensatore *C* si scarica sulla resistenza *R* determinando ai suoi capi una tensione continua, che applicata in griglia riporta la componente continua al suo giusto valore. Se il segnale si dovesse applicare al catodo del cinescopio bisognerebbe invertire il collegamento del diodo al fine di ottenere una tensione continua con la giusta polarità (vedi fig. 89). Con questo sistema la tensione applicata varia con la luminostità media dell'immagine, quindi anche la luminosità media sullo schermo varia di conseguenza.

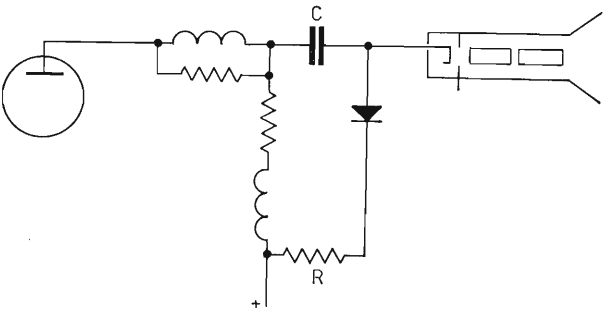


Fig. 89. – Diodo per la reinserzione della componente continua con segnale applicato a catodo del tubo a raggi catodici.

32. **Il cinescopio.**

Il segnale video completo, dopo essere stato rivelato, amplificato, e nel caso fosse necessario, dopo esservi stata reinserita la componente continua, viene inviato al tubo a raggi catodici o cinescopio, che lo trasforma in immagine. Il segnale video è completo dei picchi di sincronismo, che però non determinano alcuna traccia sul tubo, perché, come si vede in fig. 90 essi superano il 75% di ampiezza della portante video, trovandosi oltre il livello del nero, in corrispondenza del quale il fascetto elettronico è soppresso e capitano durante i ritorni di riga. Anche quest'ultimi infatti non devono essere visti. Il cinescopio (vedi Tav. III) è formato da una grossa ampolla di vetro che presenta una faccia piana ricoperta nella parte interna dell'ampolla da sali di fosforo in grado di diventare luminosi quando vengono colpiti da elettroni dotati di sufficiente energia cinetica. Nella appendice cilindrica detta collo del tubo posta di fronte alla parte piana detta schermo è sistemato il cannone elettronico che genera e accelera gli elettroni, che devono poi rendere luminoso lo schermo. Il cannone elettronico è costituito (vedi fig. 91)

da un catodo di forma cilindrica chiuso ad una estremità da un fondello contenente una cavità, nella quale sono posti sali di sostanze che sono facilmente termoiniche (normalmente sali di bario). All'interno del catodo è posto il filamento riscaldatore. Va particolarmente curato l'isolamento fra filamento e catodo, perché i due elettrodi possono essere sottoposti a differenze di potenziale dell'ordine del centinaio di volt. Sul catodo è posto un altro cilindretto

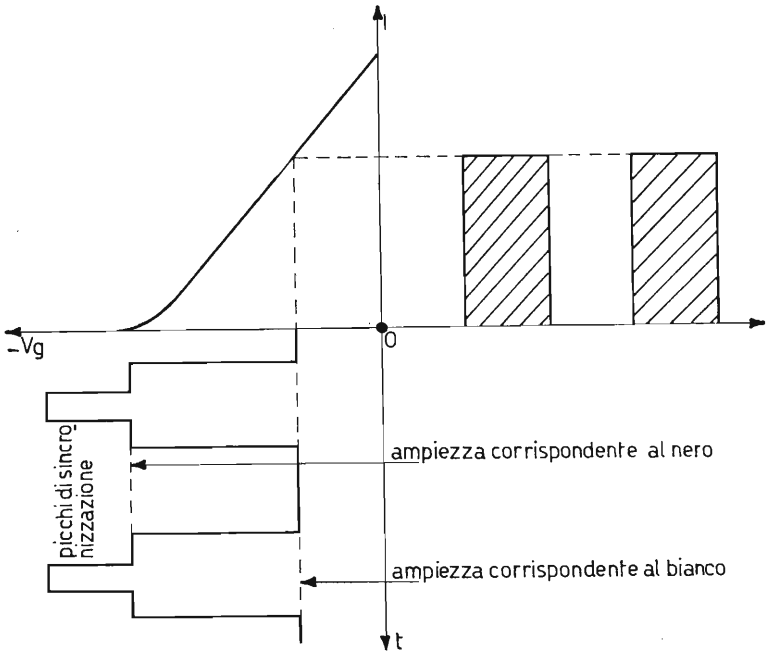
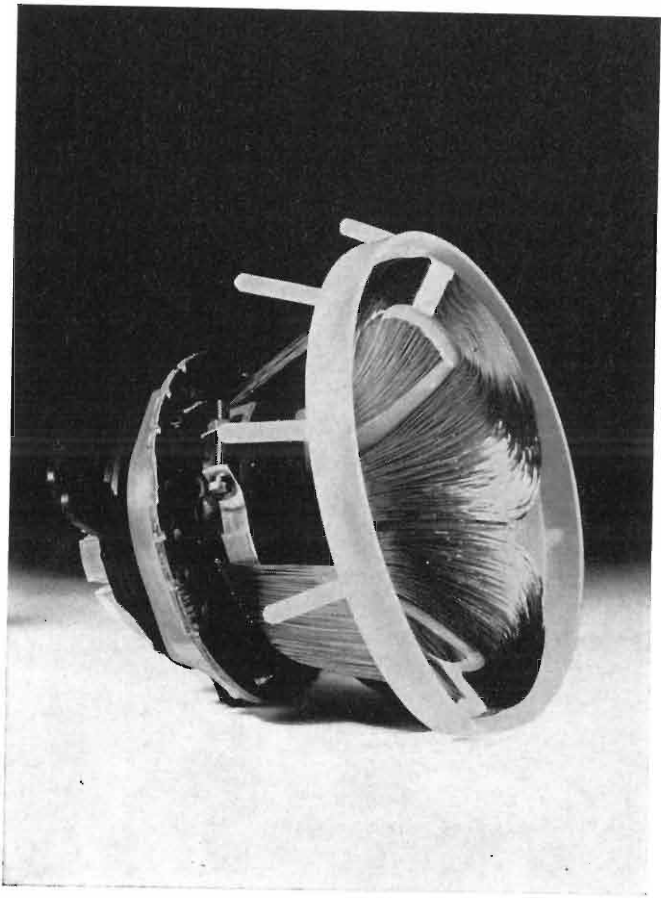
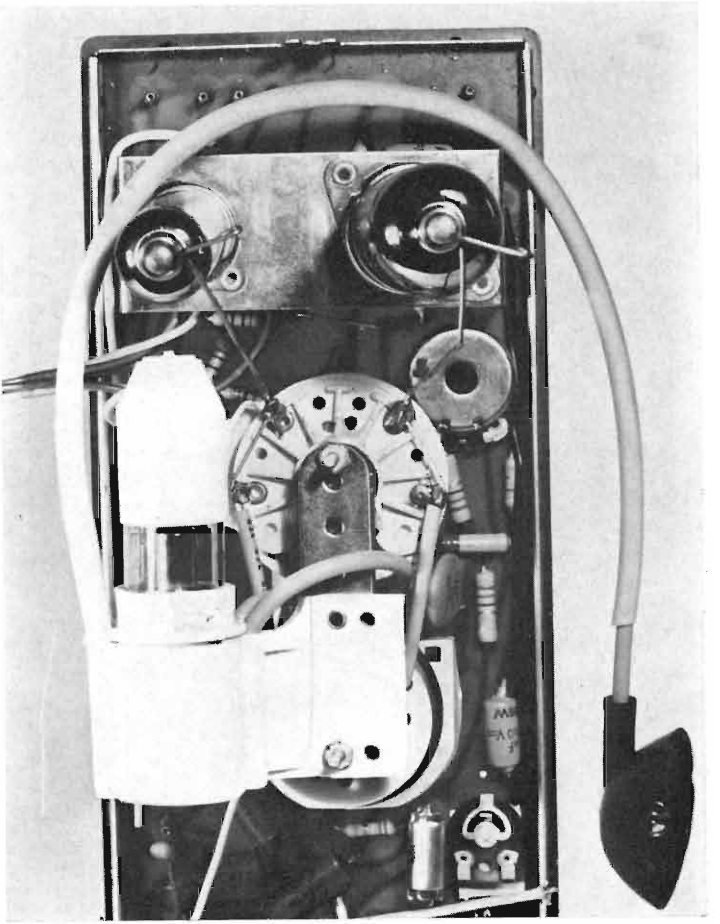


Fig. 90. – Segnale giustamente applicato ad un tubo a raggi catodici.

di diametro maggiore, che lo ricopre a guisa di campana. Sulla faccia piana di questo è praticata una apertura circolare, attraverso la quale passano gli elettroni emessi dal catodo. Questo nuovo elettrodo prende il nome di griglia controllo ed è posto ad un potenziale variabile manualmente e negativo rispetto alla lente elettronica del sistema al fine di avere tutti gli elettroni emessi dal catodo concentrati in un solo punto di ampiezza più piccola possibile e spingere così al massimo la definizione dell'immagine. Questi risultati si ottengono (vedi fig. 91) in virtù del fatto che ai due elettrodi sono applicati come si è detto, potenziali diversi, i quali generano fra di essi un campo elettrico le cui forze sono disposte in modo tale da far convergere tutti gli elettroni che fuoriescono dalla griglia in un solo punto. Il potenziale variabile manualmente, al quale è sottoposta la griglia dà ad essa la possibilità di far variare



Tav. V. – Giogo per la deflessione elettromagnetica orizzontale e verticale.



Tav. VI. – Stadio finale di riga con trasformatore d'uscita e raddrizzatrice per la EAT.

la quantità di elettroni, che la attraversano e che, di conseguenza, giungono sullo schermo, ottenendo così un controllo della luminosità dell'immagine riprodotta sullo schermo.

Dopo la griglia gli elettroni incontrano il primo anodo acceleratore formato da un cilindretto il quale ha previste alle estremità due corone circolari metalliche, che ne diminuiscono il diametro interno. Il potenziale di questo anodo

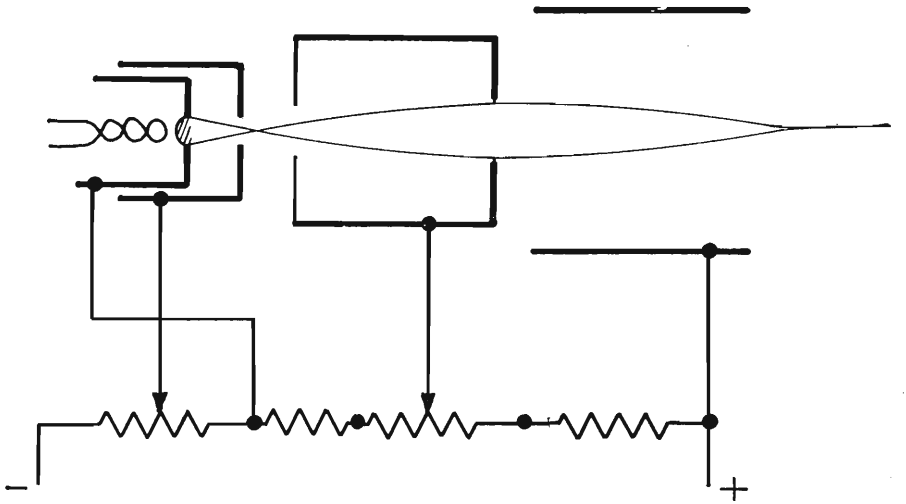


Fig. 91. – Cannone elettronico schematizzato.

è naturalmente positivo e variabile manualmente. Il campo elettrico, che esso forma con la griglia contribuisce ad ottenere il risultato prima enunciato, inoltre, con il suo potenziale positivo imprime agli elettroni una prima accelerazione per fornire loro la energia cinetica sufficiente a rendere luminoso lo schermo. Dopo questo primo anodo è posto il secondo con un potenziale ano-

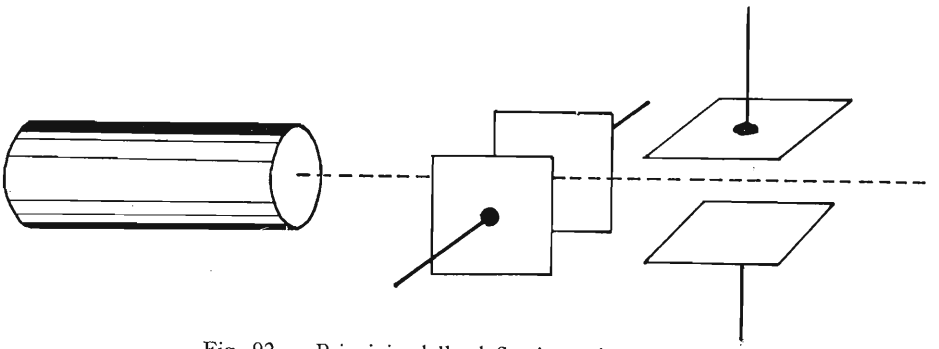


Fig. 92. – Principio della deflessione elettrostatica.

dico ancora maggiore, il quale imprime agli elettroni la spinta finale per avere sufficiente energia cinetica necessaria alla loro funzione. Il campo elettrico esistente fra i due anodi rende possibile la focalizzazione sullo schermo del pennello elettronico. Per questa ragione il comando manuale che varia la tensione al primo anodo viene denominato fuoco. Se noi applichiamo un segnale da rendere il potenziale catodico variabile, dopo avere regolato opportunamente con le componenti continue fuoco e luminosità, noi otteniamo sullo schermo un punto luminoso, la cui intensità varia in funzione della tensione applicata al catodo. Quando al catodo noi applichiamo il segnale video la luminosità del sopraccitato punto varia in funzione di essa. Si rende ora necessario per poter ottenere una immagine completa far percorrere al punto luminoso lo stesso percorso tracciato dal pennello elettronico del tubo da ripresa televisiva. Per deviare il pennello elettronico vi sono due sistemi, uno elettrostatico e uno elettromagnetico. Va detto per inciso che anche la focalizzazione si potrebbe ottenere con un sistema magnetico o elettromagnetico. Questi metodi, però, non sono più usati nei moderni televisori. Il sistema di deflessione elettrostatica (vedi fig. 92) è formato da quattro placchette poste a due a due di seguito e fra loro a 90° lungo il percorso del pennello elettronico. Applicando ad ogni coppia di placchette potenziali variabili, preferibilmente sfasati di 180° fra di loro, si riesce a sottoporre il fascetto a forze tali che esso percorre tutto lo schermo. Quando una delle due placchette assume rispetto al potenziale anodico medio un valore negativo e l'altra positivo, il fascetto costituito da elettroni (cariche elettriche negative) viene attratto dalla placca positiva e respinto da quella negativa, ponendosi in una posizione, che è funzione dei potenziali applicati alle placche. Con l'uso simultaneo di tutte quattro le placchette si ottengono i risultati sopraccitati. Con il sistema elettrostatico si possono avere deviazioni dell'ordine di 30°. Questo sistema non è quindi usato nei cinescopi per televisori per ragioni di spazio, richiedendo questi deviazioni molto grandi fino ad oltre 110°. Per soddisfare queste esigenze è necessario impiegare un sistema magneto-dinamico formato da quattro bobine disposte intorno al collo del tubo come in fig. 93 e collegate in serie a due a

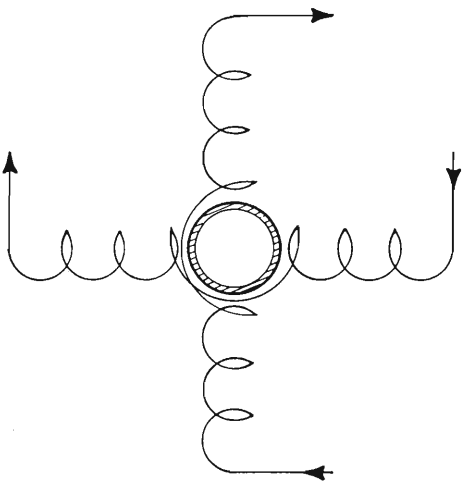


Fig. 93. – Bobine di deflessione sistemate intorno al collo del tubo a raggi catodici.

due. Per comprendere come un campo magnetico uniforme possa deviare il fascetto elettronico bisogna pensare al comportamento di un conduttore, che si trovi immerso in tale campo magnetico e che tagli trasversalmente linee di forza magnetica (vedi fig. 94). Si consideri, dunque, il conduttore *A* percorso da corrente con senso *a-b* e disposto in modo da tagliare perpendicolarmente le linee di forza del campo magnetico di intensità *H*. Per effetto di questo campo magnetico permanente, in cui si trova immerso e del campo magnetico da esso stesso creato, tramite la corrente che lo percorre, il conduttore risulta sottoposto a forze, la cui risultante tende a spostarlo in direzione tale da disporsi

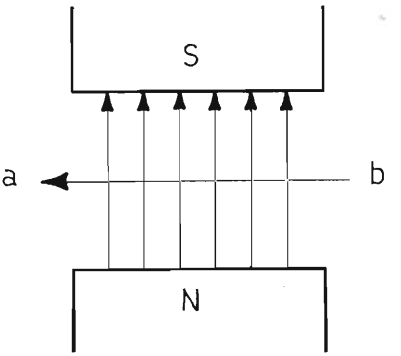


Fig. 94. – Conduttore percorso da corrente immerso in un campo magnetico H.

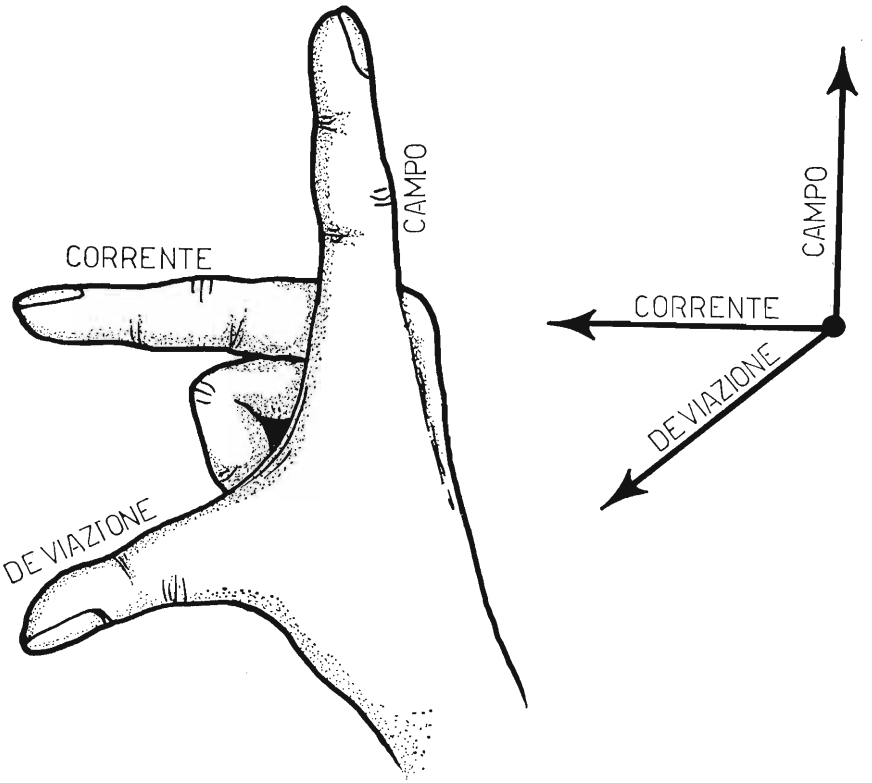


Fig. 95. – Regola della mano destra.

perpendicolarmente, sia al campo magnetico, sia alla direzione e al senso della corrente del conduttore stesso. Si tenga presente che la forza, che agisce sul conduttore è proporzionale alla intensità del campo magnetico H e alla intensità della corrente che percorre il conduttore.

Tale forza è massima, quando campo e conduttore sono perpendicolari e nulla, quando essi sono paralleli. Il senso della risultante è facilmente rilevabile, considerando la regola della mano destra vedi fig. 95. Il fascetto di elettroni può essere considerato come il conduttore sopraccitato con il vantaggio

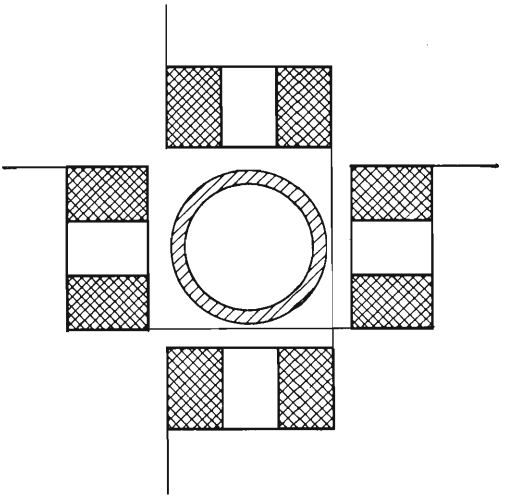


Fig. 96. – Posizione delle bobine di deflessione rispetto ad una sezione del collo del tubo.

che esso, non avendo né rigidità, né peso sotto l'azione del campo si sposta con estrema rapidità ed entrando nel campo con una direzione ne esce con un'altra disposta secondo la regola vista precedentemente. Per ottenere l'effetto desiderato sul fascetto prodotto dal cannone elettronico di un cinescopio si devono disporre le bobine intorno al collo del tubo, come in fig. 96. Le bobine poste orizzontalmente una sopra e una sotto al tubo spostano il fascetto orizzontalmente, quelle poste verticalmente ai lati del tubo lo spostano verticalmente. La deviazione del fascetto è proporzionale al campo magnetico e, quindi, alla intensità della corrente che lo genera e alla lunghezza delle bobine sul collo. A questo scopo occorre costruire le bobine con particolari accorgimenti e disporle, come in fig. 97. Sempre per rinforzare il campo magnetico soprattutto, quando si tratta di deviazioni di 110° le bobine vengono avvolte su nuclei di ferrite. La loro costruzione vuole particolarmente accurata (Tav. V) e le bobine devono disporsi fino al limite del collo del tubo, per evitare che la deflessione, nel caso non avvenisse nel punto giusto, crei delle zone di ombra

dovute ad elettroni deviati, che sbattono internamente al collo del tubo, vedi fig. 98. Nei cinescopi per televisione, data la loro ampiezza, è necessario accellerare al massimo gli elettroni. A questo scopo la parte conica interna del tubo viene metallizzata con un sistema di alluminazione. In questo modo oltre a ottenere l'ultimo elettrodo acceleratore (anodo intensificatore) di elettroni, tale metallizzazione riflette internamente la luce del tubo, aumentandone la luminosità generale. Il potenziale elettrico di questo ultimo anodo è generalmente molto elevato teoricamente 1000 volt per pollice di dimensione dello schermo del tubo, secondo la diagonale che unisce un angolo superiore con quello opposto inferiore e viene applicato dall'esterno, tramite un attacco a ventosa. La parte conica esterna del tubo viene grafitata e forma con la parte metallizzata interna un condensatore, il cui dielettrico è costituito dal vetro parietale del tubo stesso. La funzione e l'impiego di questo condensatore si vedranno in seguito.

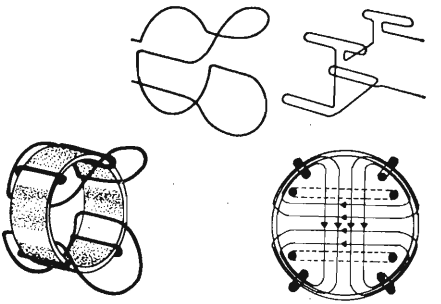


Fig. 97. – Sistemi costruttivi per bobine di deflessione.

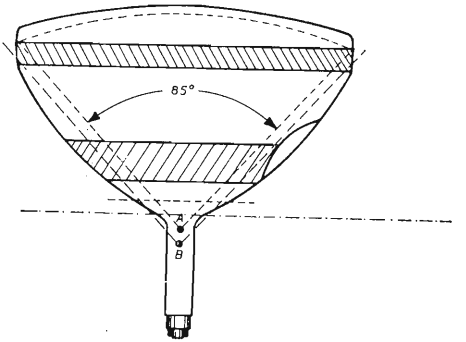


Fig. 98. – Giusta posizione del giogo.

33. Comando automatico di guadagno o C A G.

Nei ricevitori televisivi, come nei radioricevitori, vi è un apposito circuito detto *C A G*, che serve a regolare automaticamente la sensibilità di alcuni stadi a radio frequenza e a media frequenza (o frequenza intermedia). Il principio di funzionamento è quello di variare la polarità di alcune valvole di questi amplificatori (valvole che debbono essere a pendenza variabile) a mezzo di una tensione negativa ricavata da un apposito diodo o dal diodo rivelatore (vedi fig. 99). Quando il diodo interessato per il CAG conduce, circola corrente attraverso R_1 determinando ai suoi capi una tensione con polarità positiva dal lato massa. Questa tensione livellata dalla costante di tempo $R_2 C_2$

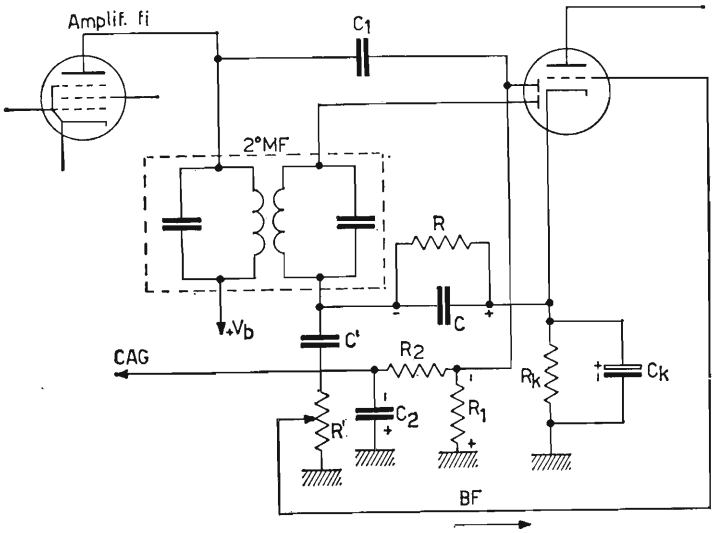


Fig. 99. – Circuito di C.A.G. impiegato nei radioricevitori A. M.

viene inviata alle griglie degli amplificatori di media e alta frequenza variando in questo modo la loro polarizzazione.

Per quanto possa sembrare superfluo l'uso del *C A G* in televisione, perché le due antenne, ricevente e trasmittente, dovrebbero essere disposte a vista

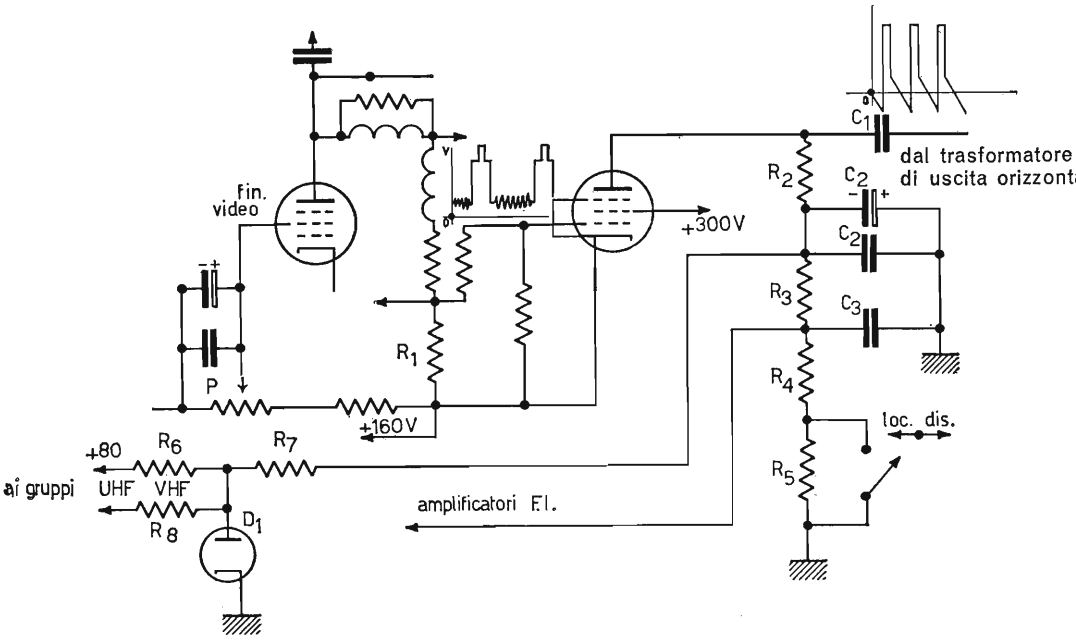


Fig. 100. – Circuito di C.A.G. impiegato generalmente in TV.

una dell'altra, in realtà per fenomeni che possono derivare da banchi di nebbia, da forti pioggie, o da qualsiasi altro stato che possa determinare riflessioni, come ad esempio, aeroplani in volo, sono richiesti circuiti molto più sensibili ed efficaci di quelli corrispondenti nei radio ricevitori. Il circuito, che per queste esigenze dà maggior affidamento e dal quale più o meno modificati tutti gli altri derivano è costituito come visibile in fig. 100 da un pentodo, la cui ten-

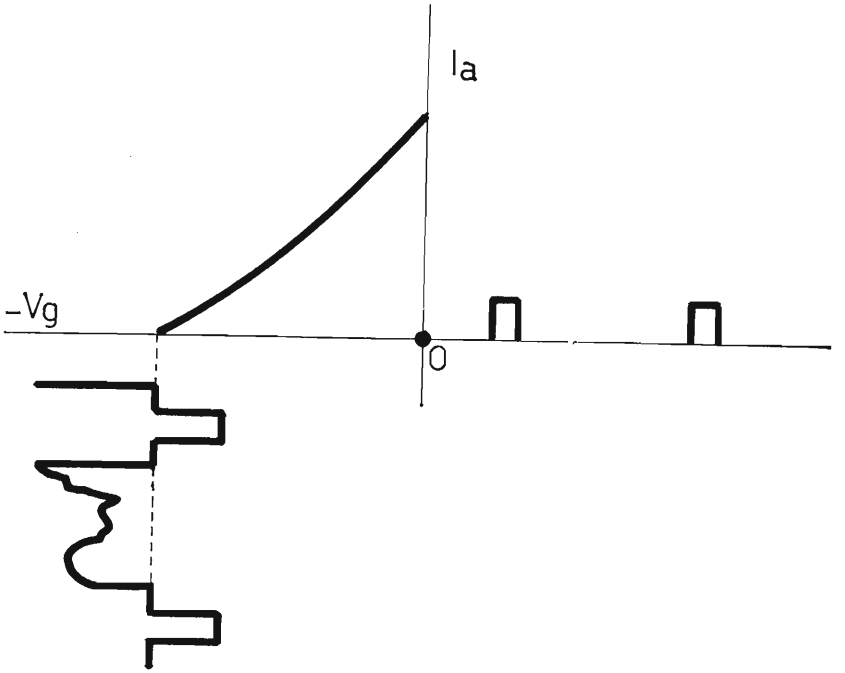


Fig. 101. – Posizione dei picchi di sincronismo sulla caratteristica del tubo amplificatore di C.A.G.

sione di catodo è ottenuta da quella anodica ai capi del potenziometro *P*. Tale potenziometro funge da regolatore manuale di sensibilità, ossia permette la regolazione del contrasto. La resistenza di fuga R_1 del pentodo in discorso fa parte del carico anodico della valvola amplificatrice finale video. Il segnale in griglia di questo tubo giunge direttamente dalla finale video e la polarizzazione è tale per cui la valvola può condurre solo in presenza dei picchi di sincronismo. Abbiamo detto può condurre, perché in effetti affinché ciò avvenga è necessaria una tensione positiva applicata in placca. Questa tensione giunge alla placca tramite il condensatore C_1 dal trasformatore di uscita di riga. La concomitanza dei picchi di sincronismi di riga in griglia e dei picchi della tensione trapeziodale di riga in placca, sbloccano la valvola, dall'in-

terdizione ed essa conducendo, determina una corrente attraverso le resistenze R_2 R_3 R_4 R_5, che costituiscono il carico anodico della valvola stessa e chiudono il circuito verso massa. In parallelo a queste resistenze sono i condensatori C_2 e C_3, i quali livellano le tensioni, che si determinano ai capi delle resistenze stesse. Anche in questo caso naturalmente la tensione, che si ricava ha il polo positivo verso massa. Essa è particolarmente costante, poiché è ottenuta da segnali, che per la loro natura partono dal trasmettitore con am-

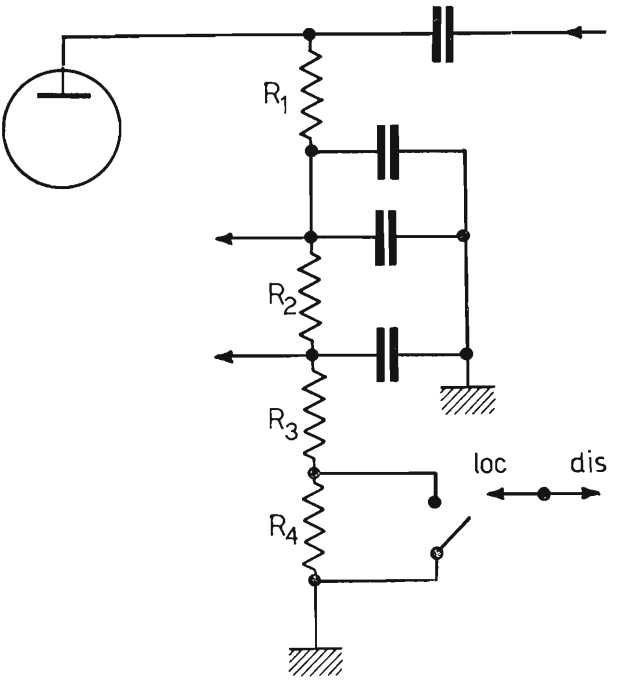


Fig. 102. – Regolazione manuale di sensibilità.

piezza costante. Ogni variazioni di essi è perciò da attribuirsi a ragioni di carattere esterno, e quindi da correggere. La suddivisione della resistenza di carico del pentodo in R_2 R_3 R_4 R_5 ci consente di prelevare le tensioni negative più idonee da applicare ai vari stadi prerivelatori e costituisce anche un primo ritardo per non rendere il *C A G* troppo sensibile. Un ulteriore ed efficiente ritardo introdotto per gli amplificatori a radio frequenza è costituito dalle resistenze R_6 R_7 R_8 e dal diodo D_1. All'estremo libero di R_6 è applicata una tensione positiva di 80 volt che viene confrontata con la tensione negativa presente ai capi di R_3 R_4 R_5. Quando la tensione negativa presente ai capi di queste resistenze supera la tensione positiva il cui valore è di 80 volt, la loro differenza va a comandare le griglie dell'amplificatore a radio frequenza. Nella

eventualità che la tensione negativa sia inferiore a quella positiva, il diodo D_1 si mette a condurre cortocircuitando la differenza positiva verso massa. Con questo metodo nessuna tensione positiva giunge in griglia delle valvole sopraccitate. La tensione negativa del *C A G* non è applicata a tutte le valvole dell'amplificatore di *MF*, ma soltanto alle prime, dove il segnale presente è molto piccolo e perciò è possibile sfruttare una parte di caratteristica nella zona del ginocchio inferiore. Quando si aumenta il contrasto manualmente, si aumenta la tensione di griglia schermo della valvola finale video. Questa valvola guadagna di più e, di conseguenza aumenta l'ampiezza del segnale ano-

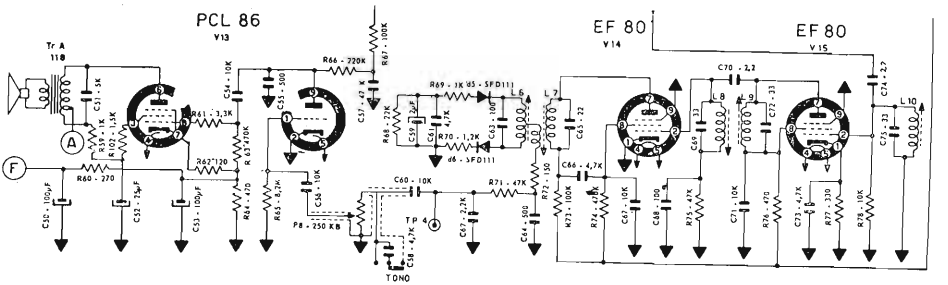


Fig. 103. – Schema elettrico dell'amplificatore audio con due stadi a F. I.

dico. A prima vista può sembrare che questa operazione determinando una maggiore ampiezza dei picchi di sincronismo, produca una maggiore conducibilità del pentodo del *C A G* con conseguente aumento delle varie tensioni negative ricavate e quindi, simultanea neutralizzazione del comando effettuato in quanto ad un aumento del guadagno dell'amplificatore finale video, corrisponde una diminuzione di quelli di alta e media frequenza. Ciò non si verifica perchè un aumento della corrente anodica della valvola finale video provoca un aumento della caduta di tensione anche ai capidi R_1 che fa parte del carico anodico della valvola finale video. Questo fatto riporta la polarizzazione della valvola al giusto valore in modo che i picchi di sincronismo sblocchino la griglia sempre della stessa quantità (vedi fig. 101). Un ulteriore controllo questa volta manuale del guadagno si ottiene cortocircuitando con un interruttore R_4, ottenendo così come è rappresentato in fig. 102 il comando per la ricezione in luoghi vicini o lontani dal trasmettitore (comando di sensibilità).

Altro accorgimento introdotto nei moderni ricevitori è quello di sostituire R_3 con una foto-resistenza, la quale varia il suo valore in funzione della quantità di luce che la colpisce. Con questo metodo si ottiene la regolazione automatica del contrasto in funzione della luce dell'ambiente, in cui si trova il televisore.

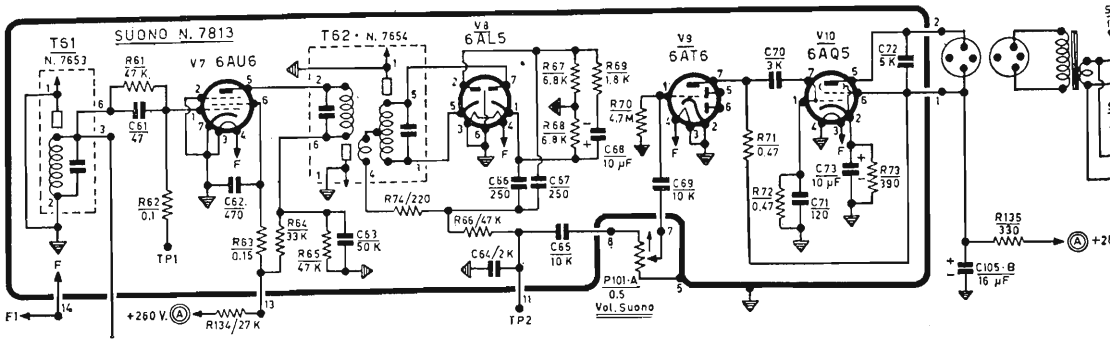


Fig. 104. – Schema elettrico dell'amplificatore audio con uno stadio a F. I.

34. **L'amplificatore audio.**

In uscita dal diodo rivelatore abbiamo oltre il segnale video completo rivelato, anche una portante a 5,5 MHz modulata in frequenza dal segnale audio. Riteniamo sia il caso di non ripetere in questa sede cosa si intenda per modulazione di frequenza, argomento già ampiamente trattato nel V. 2°. L'intero segnale perciò può essere prelevato e inviato al canale audio oppure può essere prelevato sempre per la stessa ragione dopo l'amplificatore finale video. Nel primo caso abbiamo due stadi di amplificazione di media frequenza audio, come è rappresentato in fig. 103 nel secondo, invece, ne abbiamo uno solo (vedi fig. 104). Questi stadi in effetti non sono degli stadi amplificatori. Infatti quando essi sono due uno di loro è sempre un limitatore, mentre quando esiste un solo stadio, questi è senz'altro un limitatore, perché il segnale è già stato sufficientemente amplificato dall'amplificatore finale video. Il segnale completo, dicevamo, giunge all'amplificatore audio, il cui ingresso è costituito da un primo filtro formato da un circuito oscillante parallelo tarato a 5,5 MHz così come tutti gli altri che seguono e che costituiscono i trasformatori di media frequenza audio. Si rendono necessari questi circuiti al fine di riuscire a separare tutti i segnali riferentesi alle immagini ed ai picchi di sincronismo dalla frequenza intermedia audio. Sempre a questo scopo gli stadi di media frequenza sono dei limitatori anziché degli amplificatori anche se poi il rivelatore, come sappiamo, è un discriminatore a rapporto, il quale teoricamente potrebbe fare a meno di essi. Questi sono particolarmente utili per eliminare traccie di modulazione di ampiezza nell'audio, dovute sopratutto ai picchi di sincronismo di quadro, i quali per la loro ampiezza possono facilmente interferire con il segnale audio e per la loro frequenza di 50 Hz risulterebbero notevolmente fastidiosi all'audizione. Come è noto, per passare da uno stadio amplificatore ad uno limitatore, è sufficiente sottoalimentare il tubo in modo da farlo lavorare su

una caratteristica mutua dinamica molto piccola nella quale non sia contenuto il segnale come è visibile in fig. 105 e prevedere una autopolarizzalione catodica a falla di griglia. Le parti esterne che contengono i disturbi dovuti alla modulazione di ampiezza vengono così eliminate. Dopo gli stadi limitatori segue lo stadio rivelatore, quasi sempre costituito da un discriminatore a rapporto simmetrico o asimmetrico (vedi fig. 106). Per più dettagliate informazioni su di esso si prega il lettore di consultare il 2° vol. cap. 13°. Segue poi lo stadio finale di bassa frequenza costituito da un preamplificatore di tensione e ad uno stadio finale di potenza in classe A

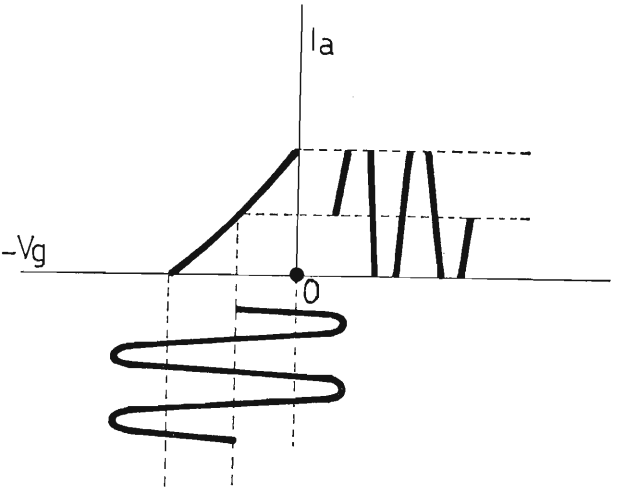


Fig. 105. – Condizione di lavoro di un tubo limitatore.

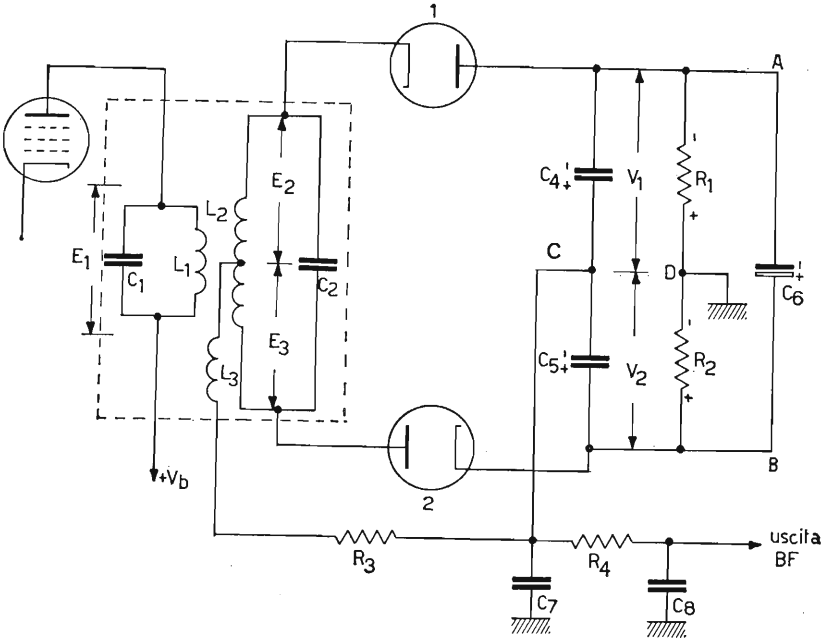


Fig. 106. – Discriminatore a rapporto

accoppiati a resistenza e capacità come è rappresentato in fig. 103 e 104. Tali amplificatori di *BF* sono praticamente uguali a quelli previsti nei radioricevitori a modulazione di frequenza. Le figg. 103 e 104 rappresentano l'intero schema di un canale audio.

35. I picchi di sincronismo. — Separazione dei picchi di sincronismo dal resto del segnale.

Sempre dallo stadio finale video viene prelevato l'intero segnale per essere inviato ai circuiti separatori dei picchi di sincronismo. Questi sono costituiti

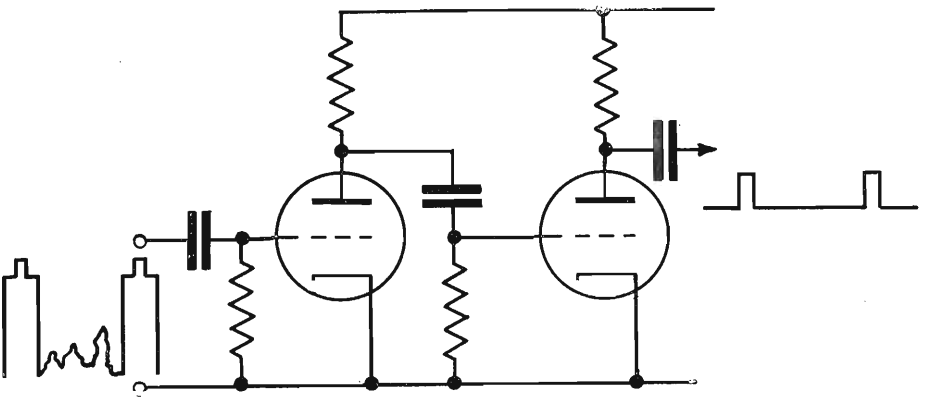


Fig. 107. - Circuito di separazione dei picchi di sincronismo dal segnale video.

normalmente da due triodi (vedi fig. 107). Al primo di questi giunge come si è detto l'intero segnale video. La valvola è polarizzata in classe *C* in modo tale (vedi fig. 108) che solo i picchi di sincronismo riescono a sbloccarla. Nella fig. 108 si mette in evidenza la forma d'onda della corrente anodica e inoltre la forma d'onda che assume la tensione anodica costituente il segnale in uscita sulla placca. Risulta evidente che questo segnale non è altro che il picco di sincronismo separato e sfasato di 180°. Questo nuovo segnale così ottenuto viene inviato in griglia del secondo triodo il quale, come è visibile in fig. 109 è polarizzato in classe *B* ed ha il compito di capovolgere, e se è necessario limitare, i segnali ad esso applicati. La fig. 109 ci rappresenta chiaramente che il segnale in uscita disponibile sulla placca di questo secondo triodo altro non è se non gli originali picchi di sincronismo privi di tutte le informazioni dovute al segnale video.

Osservando ancora una volta la fig. 50 si può vedere che i picchi di sincronismo di riga sono posti su un piedistallo al livello del 75% della por-

tante video, dalla parte del nero, ed hanno una durata nel tempo che è 0,09 centesimi di quella di una intera riga. Sempre dalla sopraccitata figura si può vedere che la distanza dei picchi di sincronismo di riga si dimezza e si dimezza pure la loro durata, questo per un tempo uguale a due righe e mezzo. Dopo questa variazione sempre per la durata di due righe e mezzo si hanno i picchi di sincronismo distanziati di mezza riga e sfasati di 180°. Infine ancora per la durata di due righe e mezzo si hanno picchi come i precedenti, dopo

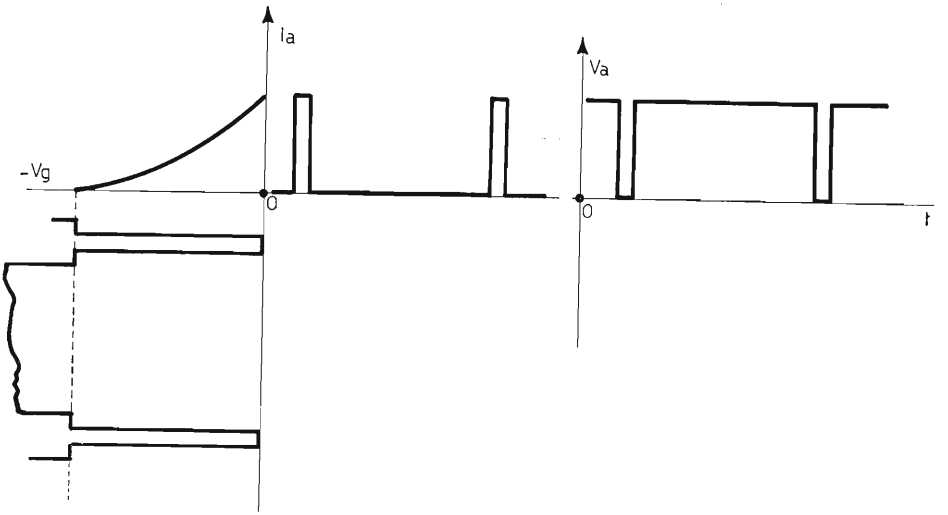


Fig. 108. – Polarizzazione riferita al primo triodo separatore dei picchi di sincronismo.

un certo numero di picchi normali di riga incominciano di nuovo i picchi, aventi fra di loro le informazioni per le tonalità dell'immagine. La fig. 110 rappresenta i picchi di sincronismo nella zona in cui finisce un quadro e ne incomincia un altro. La serie di picchi di sincronismo di diverso aspetto raffigurati al centro di essa serve, dunque, a contenere le informazioni anche per il picco di sincronismo di quadro, che deve avere una durata di due righe e mezzo. Vediamo ora la ragione delle variazioni ai picchi di sincronismo sopra accennate. La parte del picco di sincronismo, che serve a dare il via al rispettivo oscillatore, che in seguito verrà trattato, è la parte verticale di sinistra (vedi fig. 109). Per far partire l'oscillatore verticale di quadro basterebbe, dunque, un solo picco della durata, come si è detto, di due righe e mezzo (vedi fig. 110). Questo fatto porterebbe, però, alla mancanza, durante l'intero picco di quadro, dei picchi di sincronismo di riga con il rischio che, terminato il picco di quadro, si perda il sincronismo fra i picchi di riga e il relativo oscillatore. Poiché, come si è detto, è la parte verticale di sinistra che serve a far partire l'oscil-

latore, si potrebbero ricavare sul picco di sincronismo di quadro tanti fronti come in fig. 111 al fine di ottenere il sincronismo di riga anche durante i picchi di sincronismo di quadro. Con il sistema di esplorazione dell'immagine interallacciato si hanno quadri formati da righe pari e quadri formati da righe dispari. Questi ultimi cominciano a metà di una riga. Con il sistema

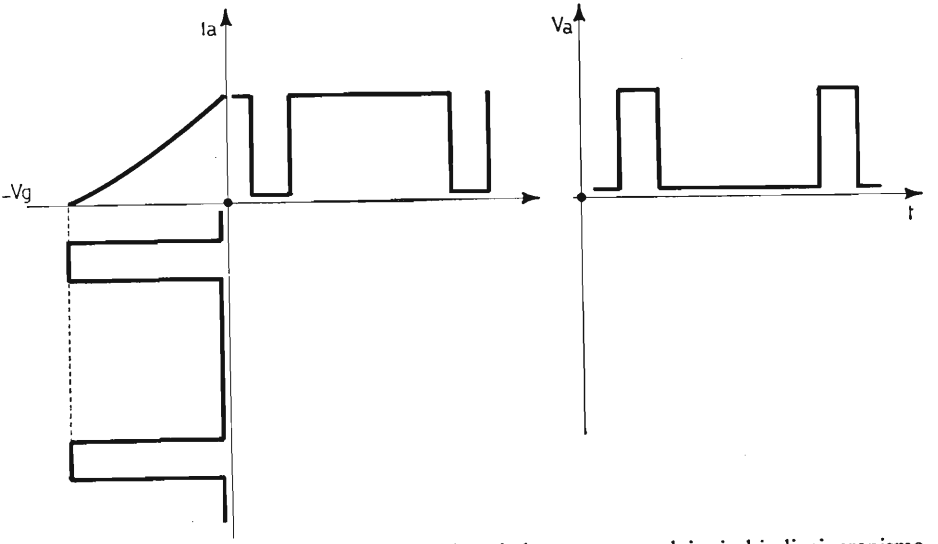


Fig. 109. – Polarizzazione riferita al secondo triodo separatore dei picchi di sincronismo.

sopra accennato risulterebbe che il picco di sincronismo di quadro pari ha effettivamente la durata di due righe e mezzo, mentre quello della riga dispari risulterebbe durare due righe e mezzo più un picco di sincronismo di riga. Con il sistema illustrato, invece, in fig. 50, riprodotto in fig. 112, in cui sono rappresentati picchi di sincronismo di riga a frequenza doppia, cioè posti anche a mezza riga e di durata metà, questo inconveniente viene eliminato. I picchi di sincronismo di riga, che precedono e seguono il picco di sincro-

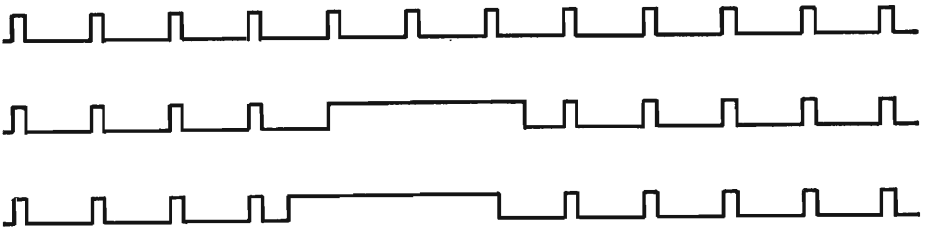


Fig. 110. – Picco di sincronismo di quadro.

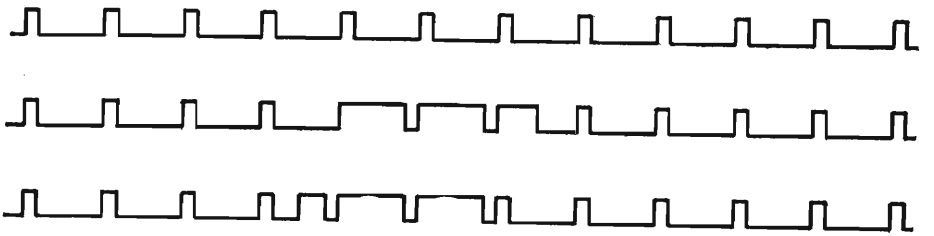


Fig. 111. – Picco di sincronismo di quadro con i fronti per il sincronismo di riga.

nismo di quadro sono detti equalizzatori. L'esatta ragione della esistenza di questi picchi che, a prima vista, può sembrare una cosa complicata, risulterà chiarissima, quando si tratterrà l'esame dei circuiti di separazione fra i picchi di sincronismo di riga e quelli di quadro.

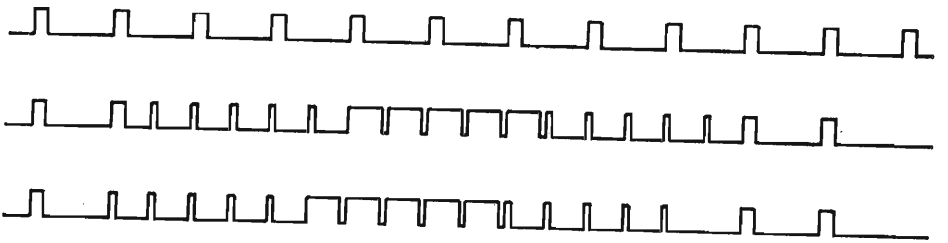


Fig. 112. – Picchi di sincronismo di riga e picchi equalizzatori.

36. Separazione fra di loro dei picchi di sincronismo di riga e di quadro.

Esaminiamo la figura 113 (riprodotta anche al paragrafo 20 del 1º vol.). Questa raffigura un circuito per la carica e la scarica di un condensatore attraverso una resistenza. La fig. 114 sempre tolta dallo stesso paragrafo del vol. 1º rappresenta l'andamento della tensione di carica e scarica del condensatore, mentre la fig. 115 rappresenta l'andamento della tensione ai capi della resistenza durante la carica e la scarica del condensatore stesso. La spiegazione di queste curve di tipo esponenziale è abbastanza semplice. Basta, infatti, pensare che chiudendo l'interuttore sulla batteria, inizialmente la tensione del condensatore risulti zero, mentre la tensione è massima ai capi della resistenza, essendo massima la corrente di carica del condensatore. Al trascorrere del tempo il condensatore man mano si carica e la differenza di potenziale ai suoi estremi aumenta causando una diminuzione della corrente di carica e di conseguenza della caduta di tensione ai capi della resistenza. Si giunge dopo 4-5 costanti di tempo al punto che praticamente tutta la tensione

della batteria si trova ai capi del condensatore con conseguente riduzione a zero della corrente circolante. Il ragionamento durante la scarica è lo stesso, basta semplicemente considerare i fenomeni con senso invertito. Infatti, chiudendo l'interruttore, in posizione di cortocircuito fra resistenza e con-

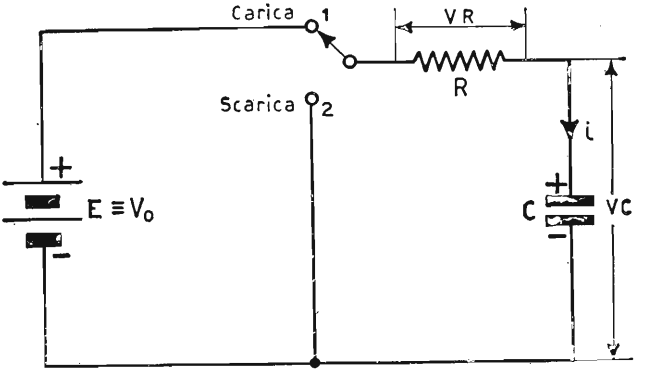


Fig. 113. – Circuito per la carica e scarica di un condensatore attraverso una resistenza.

densatore si verifica che la carica assorbita e immagazzinata dal condensatore, si dissipa, per effetto joule, sulla resistenza, provocando una corrente di scarica, massima al primo istante, tendente poi a zero, dopo 4-5 costanti di tempo di scarica. Per cui la massima differenza di potenziale si trasferisce interamente

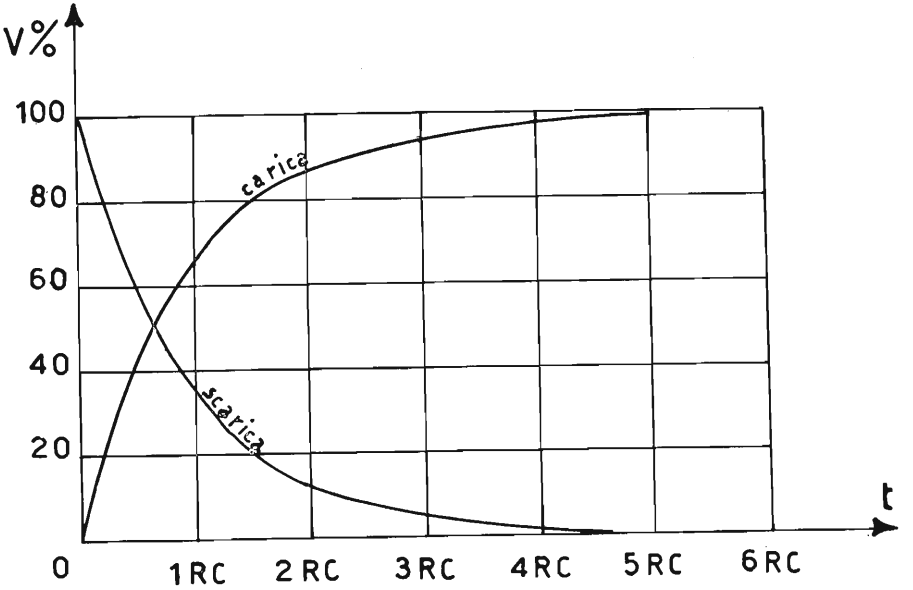


Fig. 114. – Legge di carica e scarica di un condensatore attraverso una resistenza.

nel primo istante ai capi della resistenza di scarica del condensatore e poi essa diminuisce con legge esponenziale man mano che la corrente di scarica diminuisce fino a giungere a zero. Riordinate le idee su questo argomento ritorniamo ai nostri picchi di sincronismo dopo che sono stati separati dall'informazione video e limitati in ampiezza.

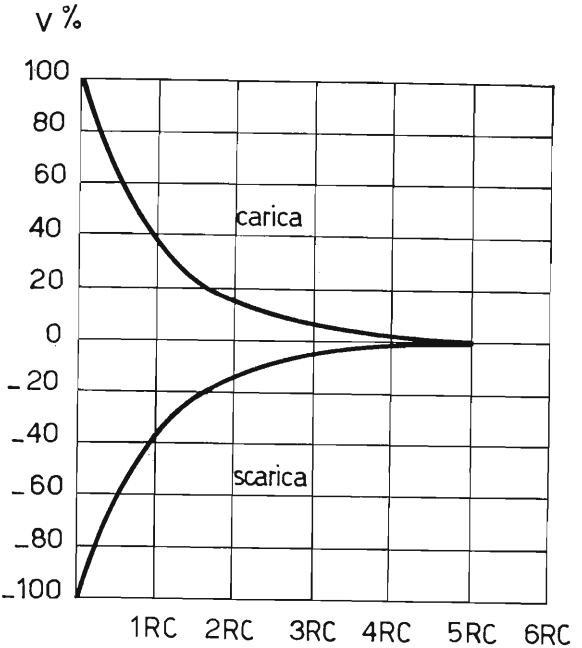


Fig. 115. – Andamento della tensione ai capi della resistenza durante la carica e la scarica del condensatore.

I picchi di sincronismo così separati dal segnale video e limitati vengono applicati a due circuiti sostanzialmente uguali, formati (vedi fig. 116) da una resistenza e una capacità posti in serie fra loro. Per il circuito che deve separare i picchi di sincronismo che governano l'oscillatore orizzontale, il segnale prelevato è quello ai capi della resistenza. Si fa cioè una differenziazione ed

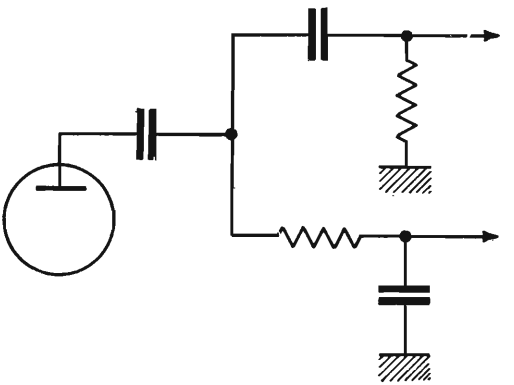


Fig. 116. – Circuito separatore dei picchi di sincronismo fra di loro (integratore, differenziatore).

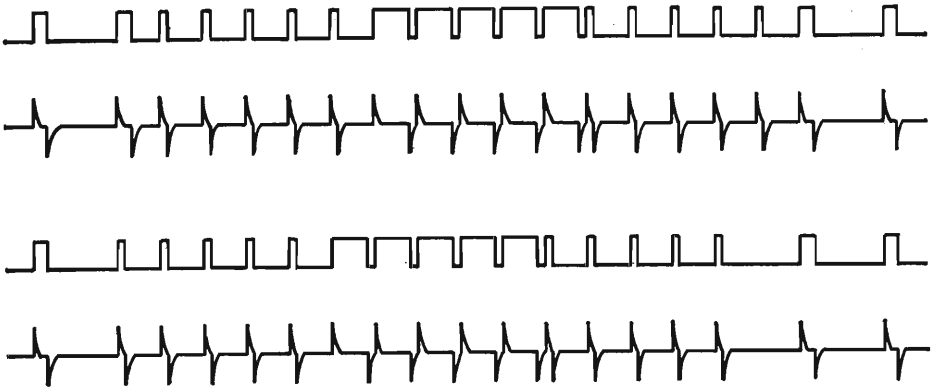


Fig. 117. – Differenziazione dei picchi di sincronismo nella zona del picco di quadro.

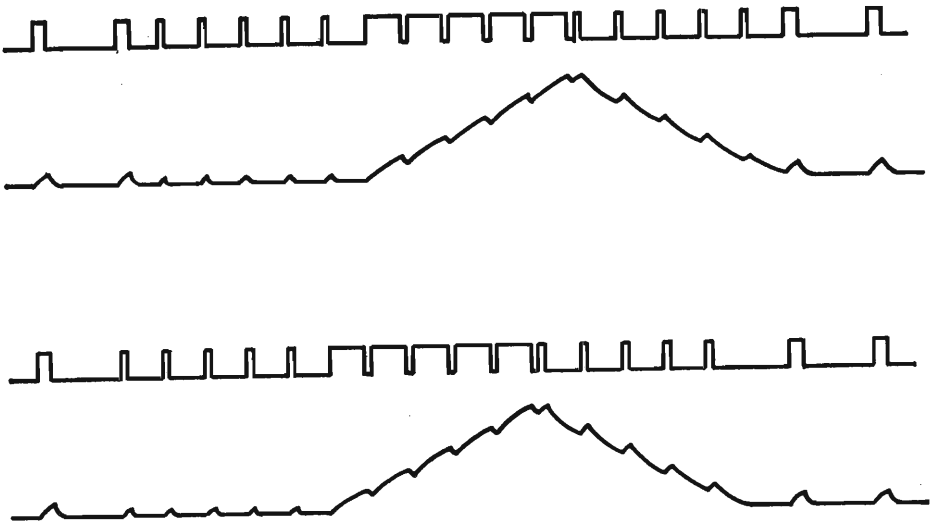


Fig. 118. – Integrazione dei picchi di sincronismo nella zona dei picchi di quadro.

il segnale risulta come in fig. 117. Per il circuito che deve separare i picchi di sincronismo che governano l'oscillatore verticale il segnale viene prelevato ai capi del condensatore facendone cioè l'integrazione. Il segnale risultante è quindi quello di fig. 118. Il circuito differenziatore è costituito da una sola costante di tempo, il cui valore si aggira intorno ai 0,075 μs, ed il segnale disponibile in uscita non subisce ulteriori modifiche e così com'è va ai circuiti di controllo dell'oscillatore orizzontale. Il circuito integratore, invece, è costituito da tre cellule *RC* in serie, aventi una costante di tempo di circa 200μs

e la deformazione che il segnale subisce nei diversi passaggi è indicata in fig. 119. Il segnale così ottenuto va a comandare il circuito generatore della tensione a denti di sega per la deviazione verticale. Confrontando il segnale integrato di una riga dispari con quello di una riga pari fig. 118 si può notare la assoluta eguaglianza nonostante i loro inizi diversi. Questo si deve al con-

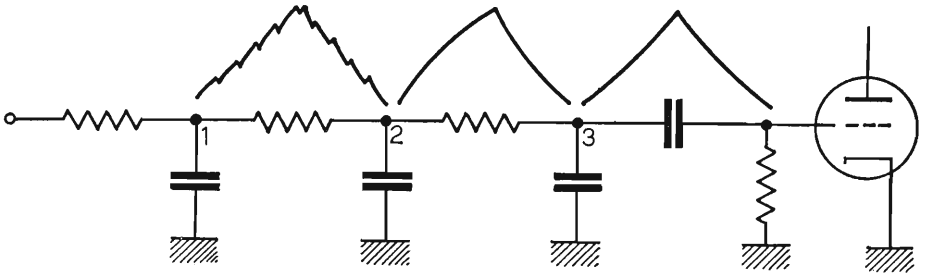


Fig. 119. - Circuiti integratori per la generazione dell'impulso di comando dell'oscillatore verticale.

cetto considerato nel paragrafo 35 quando si è trattato i picchi equalizzatori i quali hanno appunto il compito di determinare questa eguaglianza.

37. Generatori a denti di sega.

I generatori a denti di sega possono essere costituiti tanto da oscillatori bloccati quanto da multivibratori. I primi del tipo a oscillatore bloccato, sono costituiti come un normale oscillatore Meissner naturalmente con gli avvolgimenti sistemati su un nucleo laminato per trasformatore di bassa frequenza (vedi fig. 120) nel caso dell'oscillatore verticale oppure su di un nucleo di ferrite nel caso dell'oscillatore orizzontale. La differenza sostanziale fra l'oscillatore bloccato ed un oscillatore sinusoidale è data dal fatto che il primo ha un accoppiamento fra i circuiti di placca e di griglia molto stretto, ed inoltre la costante di tempo per la polarizzazione di griglia è molto maggiore di quanto non sia in un normale oscillatore ad onde sinusoidali. Questo particolare rende la griglia notevolmente negativa ed il tempo di durata di questa polarizzazione negativa (interdizione del tubo) è no-

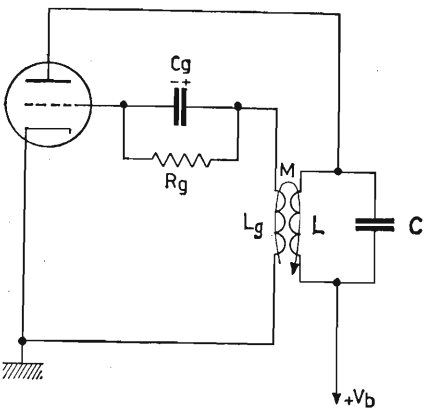


Fig. 120. - Oscillatore Meissner.

tevolmente superiore a quello dovuto alla durata di un periodo del circuito oscillante, formato dall'avvolgimento di griglia e dalle relative capacità parassite. Conseguenza di queste condizioni è la forma d'onda generata, che anziché essere una sinusoide risulta essere come in fig. 121. Il primo tratto ha un andamento sinusoidale poi la griglia, che prima era positiva per effetto della resistenza e capacità di polarizzazione diventa negativa, conservando ancora

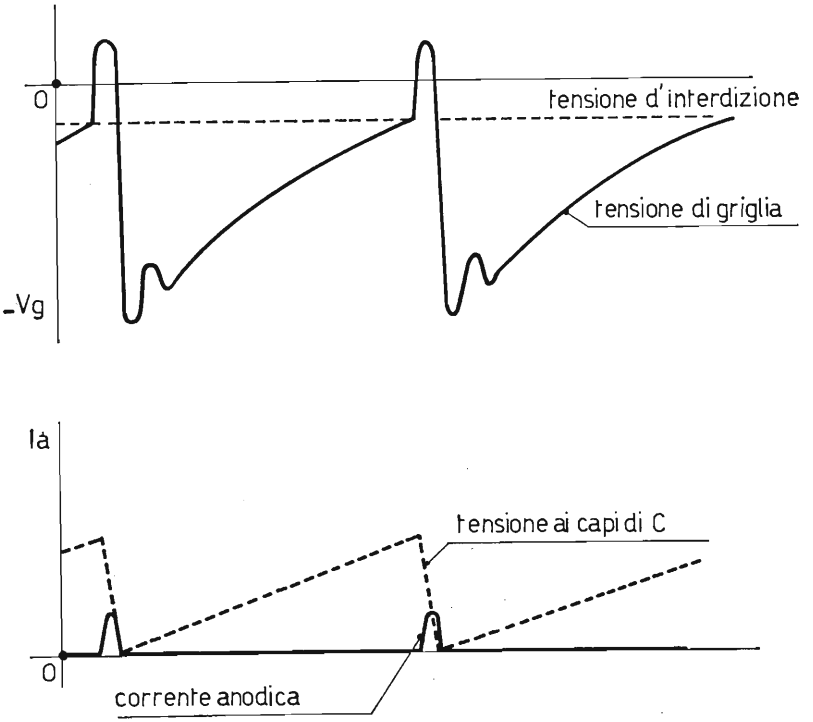


Fig. 121. – Tensione esistente in griglia ed in placca di un oscillatore bloccato e corrispondente tensione a denti di sega da esso generata.

per qualche tratto di tempo un andamento sinusoidale. Si ha poi un andamento esponenziale dovuto alla scarica del condensatore di polarizzazione attraverso la resistenza. La griglia resta negativa per tutto il tempo di scarica del condensatore. Giunta la tensione di scarica alla soglia dell'interdizione, l'oscillatore riparte grazie allo stretto accoppiamento esistente fra i suoi avvolgimenti. Se in serie all'avvolgimento di placca viene posta una resistenza R di adeguato valore, e fra il punto di unione di questi due componenti e massa si pone un condensatore C (vedi fig. 122) di capacità adeguata, ai capi del condensatore si ricava una tensione a denti di sega avente la stessa frequenza di

funzionamento dell'oscillatore. Infatti (vedi fig. 121) durante tutta la parte del periodo in cui il triodo è interdetto si ha la massima tensione in placca ed il condensatore C si carica. Durante il tempo invece in cui il triodo conduce si ha attraverso di esso la scarica molto rapida di C con conseguente genera-

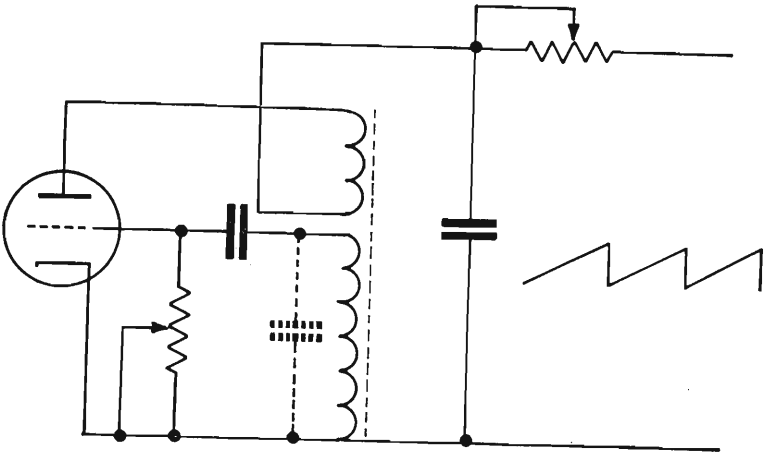


Fig. 122. – Oscillatore bloccato.

zione di una tensione a dente di sega la quale, in funzione della sua frequenza, serve a provocare una delle due deviazioni necessarie per l'intero spazzolamento dello schermo. È perciò necessario che la carica del condensatore, abbia una durata per esempio nel caso dell'oscillatore orizzontale, come la durata di una riga e la scarica al massimo pari alla durata del piedistallo di un

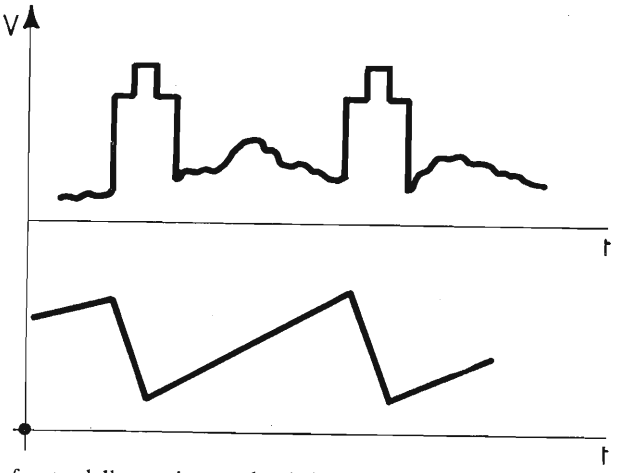


Fig. 123. – Confronto della tensione a denti di sega per la deviazione di riga, con il segnale video corrispondente ad una riga stessa.

picco di sincronismo (tempo di cancellazione orizzontale) (vedi fig. 123). È necessario che la costante di tempo formata da *RC* sopra considerata, sia molto maggiore della durata di un periodo del segnale a denti di sega generato, perché solo così si è sicuri che il tratto riguardante la carica di *C* è sufficientemente rettilineo. Il secondo tipo di generatore a denti di sega è, come si è detto, un multivibratore (vedi fig. 124). Questo circuito è già stato trattato

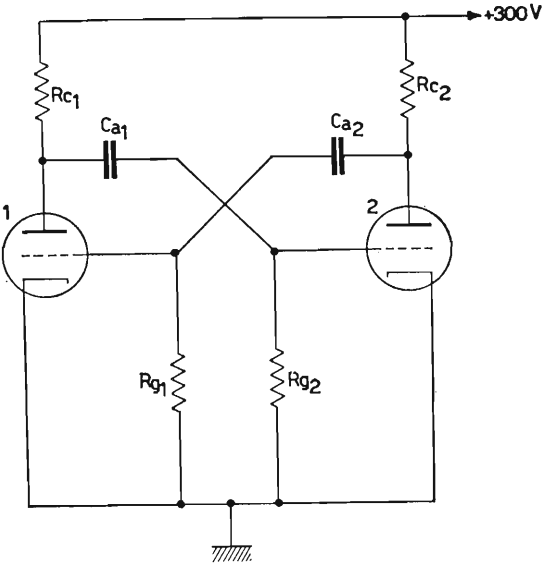


Fig. 124. – Multivibratore astabile.

nel secondo vol. al cap. 11° paragrafo 72. Il tipo di multivibratore solitamente impiegato a questo scopo è quello adaccoppiamento catodico, perché lascia la griglia del primo triodo libera per la sincronizzazione. Questo fatto offre la possibilità di introdurre attraverso questa griglia il picco di sincronismo per la sincronizzazione dell'oscillatore a denti di sega (vedi fig. 125). Il funzionamento di questo multivibratore è identico a quello del multivibratore classico nonostante il suo diverso aspetto, poiché gli accoppiamenti fra i due triodi sono realizzati, il primo tramite il condensatore Ca_1 e la resistenza Rg_2 e il secondo tramite l'accoppiamento catodico, per mezzo della resistenza R_k. Quando la griglia di V_2 è resa positiva, la tensione anodica di questo tubo si abbassa, poiché esso conduce e attraverso il tubo e la resistenza R_k avviene la scarica di Q, cioè del condensatore generatore della tensione a denti di sega. L'aumento della corrente catodica dovuto alla scarica di Q rende positivi i catodi dei due tubi. Soltanto V_1, però risulta interdetto per la mancanza sulla sua griglia di un

picco positivo. La interdizione di V_1 ha come conseguenza di portare repentinamente la sua placca alla tensione di batteria e quindi tramite Ca_1 portare un picco positivo in griglia di V_2. Quando la corrente di scarica di Q diminuisce, diminuisce pure la corrente attraverso R_k e conseguentemente la caduta di tensione ha i suoi estremi. Questo porta a sbloccare V_1, la quale, conducendo, abbassa la sua tensione anodica, generando un picco negativo il quale

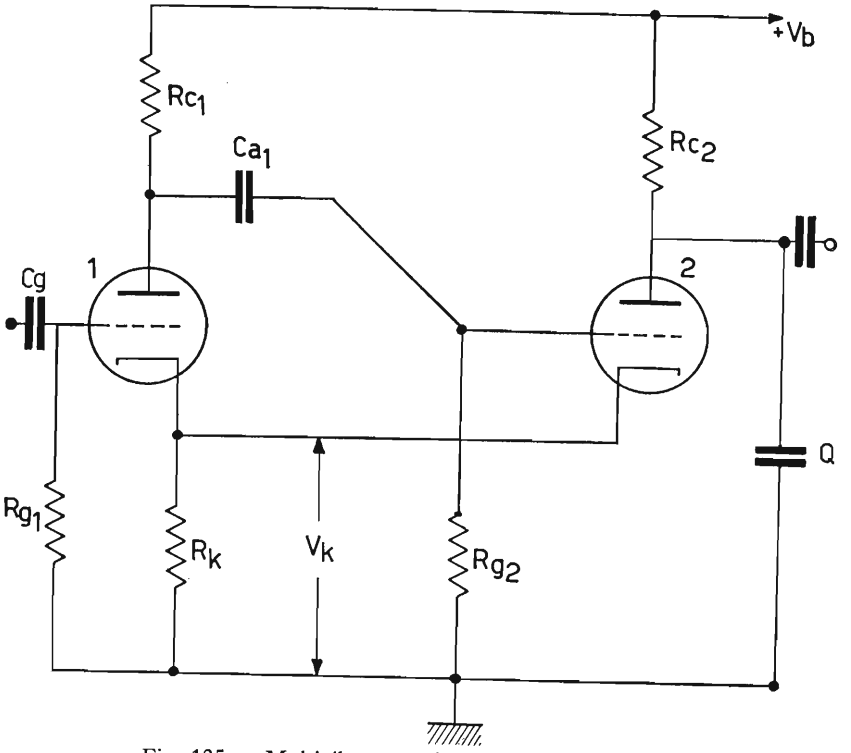


Fig. 125. – Multivibratore ad accoppiamento catodico.

tramite Ca_1 rende negativa la griglia di V_2 interdicendola e permettendo così, durante il suo tempo di interdizione, la carica di Q. Quando Ca_1 precedentemente caricato, durante il tempo di interdizione di V_1, si scarica attraverso Rg, R_k e la resistenza interna di V_1, il tubo V_2 ritorna a condurre e tutto ricomincia da capo. Molto spesso, quando il multivibratore viene usato per la generazione del segnale di deviazione orizzontale si introduce in serie alla resistenza di carico di V_1, un circuito oscillante in parallelo accordato alla frequenza di 15.625 Hz (vedi fig. 126). Questo accorgimento permette di stabilizzare notevolmente la frequenza di lavoro al giusto valore, anche per considerevoli variazioni della tensione di alimentazione.

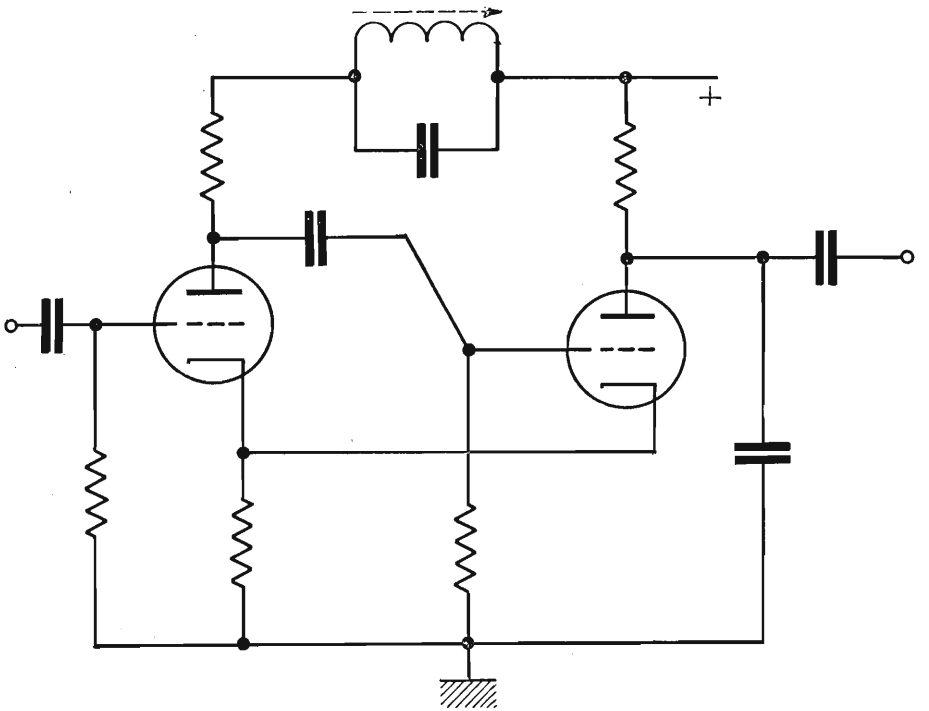


Fig. 126. – Multivibratore ad accoppiamento catodico con circuito oscillante stabilizzatore di frequenza.

38. **La sincronizzazione dei generatori a denti di sega.**

Perché sia possibile la sincronizzazione dell'oscillatore bloccato, cioè la variazione della sua frequenza a mezzo di una tensione di frequenza diversa, quale è quella dei picchi di sincronismo proveniente dal trasmettitore, è necessario che la frequenza propria generata dall'oscillatore sia minore della frequenza dei picchi di sincronismo. Solo così, infatti, come si può vedere dalla fig. 127 i picchi positivi, sommandosi alla tensione di scarica del condensatore *C* rendono anticipatamente positiva la griglia e sbloccano l'oscillatore. Questa operazione rende possibile il sincronismo ad ogni periodo. Se invece la frequenza dell'oscillatore fosse maggiore di quella dei picchi di sincronismo, la concomitanza di uno di essi con il picco positivo di griglia dovuto alla frequenza dell'oscillatore avverrebbe troppo saltuariamente e la tenuta in passo dell'oscillatore stesso risulterebbe impossibile (vedi fig. 128). Anche la sincronizzazione del multivibratore è ottenuta come per l'oscillatore bloccato tramite i picchi di sincronismo. In questo caso la frequenza propria del multivibratore è bene sia leggermente maggiore di quella dei rispettivi picchi di sincronismo e i picchi di sincronismo debbono essere di fase

negativa. È necessario siano di questo segno perché come sappiamo la scarica di Q avviene quando V_2 conduce. Perché si verifichi ciò è indispensabile che V_1 sia interdetto. Per comandare l'interdizione di V_1 occorrono picchi di segno negativo. Il segnale in uscita dal generatore deve essere inviato ai circuiti di deflessione i quali ottengono il loro scopo

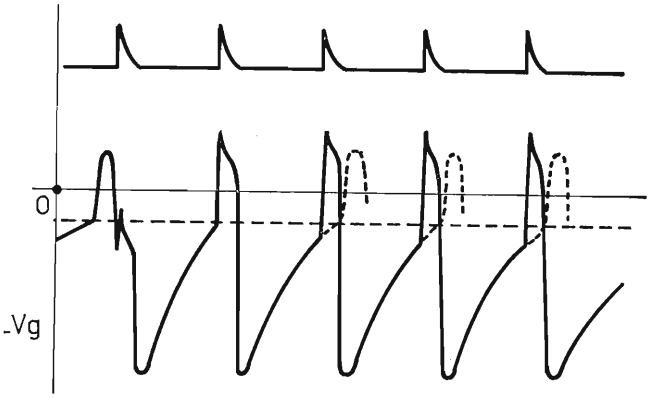


Fig. 127. – Giusto confronto tra i picchi di sincronismo e la tensione di griglia dell'oscillatore bloccato per la sincronizzazione.

facendo passare, attraverso le bobine del giogo di deflessione, una corrente a denti di sega. Per ottenere ciò occorre applicare alle bobine una tensione trapezoidale. Infatti le bobine possono essere rappresentate da un'impedenza $Z = r + j\,\omega\,L$, ossia sono composte da una parte reale r, dovuta alla resistenza ohmica dell'avvolgimento e dalla parte reattiva $X_L = \omega\,L$. Se si considerano dunque come in fig. 129 le bobine formate da un solenoide avente in serie

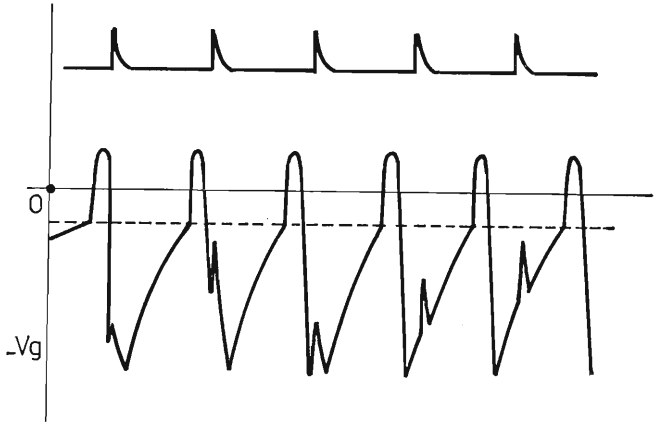


Fig. 128. – Errato confronto tra i picchi di sincronismo e la tensione di griglia dell'oscillatore bloccato per la sincronizzazione.

una resistenza si vede che applicando agli estremi del circuito equivalente una tensione trapezioidale, la corrente che circola attraverso detta rete, risulta a denti di sega. La parte di tensione variabile ad incremento costante cade ai capi della resistenza, in modo che questa viene attraversata da una corrente variabile linearmente. La parte di tensione costante cade ai capi della induttanza, provocando in essa una corrente variabile linearmente. Complessivamente sia nella bobina pura che nella resistenza circola una corrente a dente di sega. La tensione trapeziodale si ottiene (vedi fig. 130) facendo scorrere

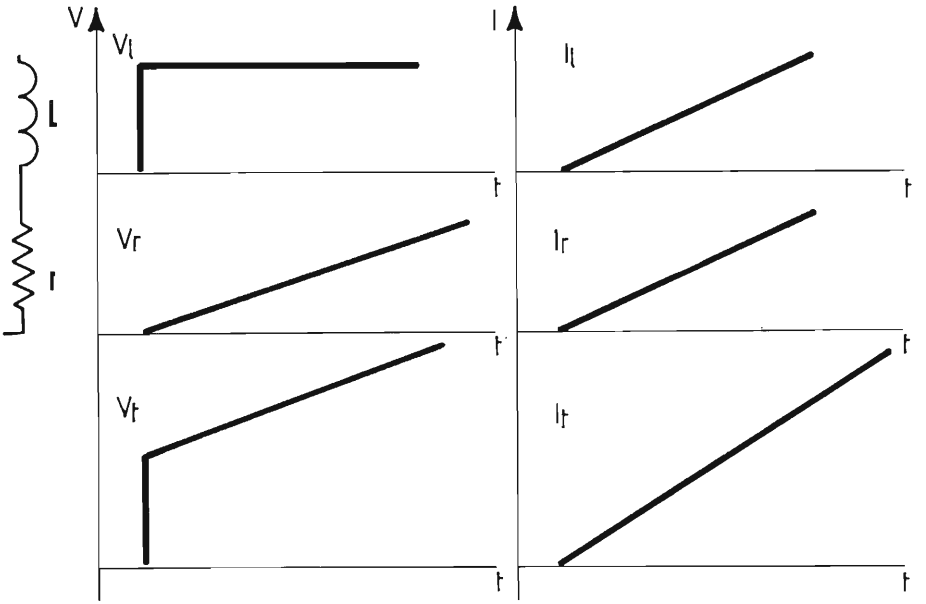


Fig. 129. – Andamento della tensione e della corrente in un circuito formato da una bobina e una resistenza in serie.

una corrente costante attraverso una resistenza ed un condensatore posti in serie fra di loro. Al momento della chiusura del circuito tutta la caduta di tensione si trova ai capi della resistenza perché il condensatore è scarico, e la resistenza è attraversata dalla corrente di carica. Per un certo lasso di tempo si può considerare la corrente di carica pressoché costante, quindi, costante è la caduta di tensione agli estremi della resistenza stessa. A questa tensione va poi sommata la tensione di carica del condensatore che, come sappiamo, ha un andamento esponenziale. Per brevi tratti però possiamo considerarla rettilinea. Per cui, per brevi periodi, si può considerare che la tensione ai capi dei due componenti: R e C sia trapezoidale. Tutto questo si è

detto per dimostrare che è necessario aggiungere in serie al condensatore Q, come è rappresentato in fig. 130, una resistenza verso massa di apposito valore al fine di ottenere la desiderata tensione trapezoidale.

39. Il circuito di deflessione verticale.

Il segnale descritto al precedente capitolo viene inviato al circuito di deflessione verticale il quale altro non è che un particolare amplificatore di

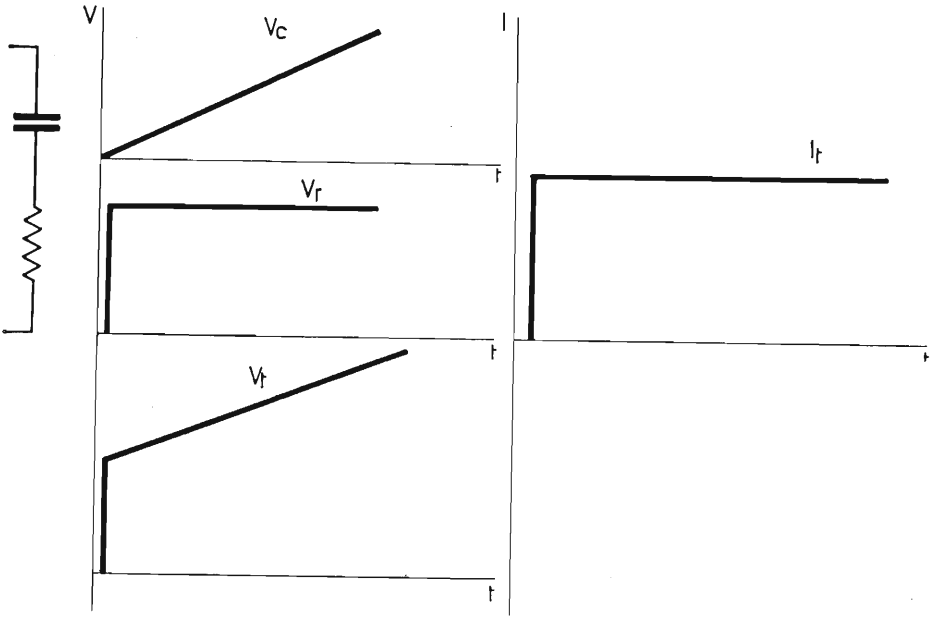


Fig. 130. – Andamento della tensione e della corrente in un circuito formato da un condensatore e una resistenza in serie.

potenza adatto a fornire la corrente necessaria da far scorrere nelle bobine di deflessione per ottenere lo spostamento verticale del fascetto. Questo amplificatore è dotato di un trasformatore di uscita, o autotrasformatore, per adattare la impedenza di carico del tubo alla impedenza delle bobine del giogo di deflessione che deve alimentare. Serve inoltre per far sì che gli elevati picchi di tensione che ad ogni periodo si generano ai suoi estremi, non vadano interamente ad interessare le sopraccitate bobine. Si consideri il pentodo indicato in fig. 131 come l'amplificatore finale di un circuito di deviazione verticale. In griglia di questo pentodo è applicata la tensione trapeziodale V_g indicata nella fig. 132. I picchi negativi di tale tensione sono

molto ampi e tali da mantenere la valvola interdetta durante tutta la durata di essi. All'inizio del diagramma la griglia è resa meno negativa dal tratto ascendente della tensione trapezoidale ad essa applicata. La corrente anodica risulta perciò in aumento e la tensione sull'anodo si riduce per la maggior caduta di

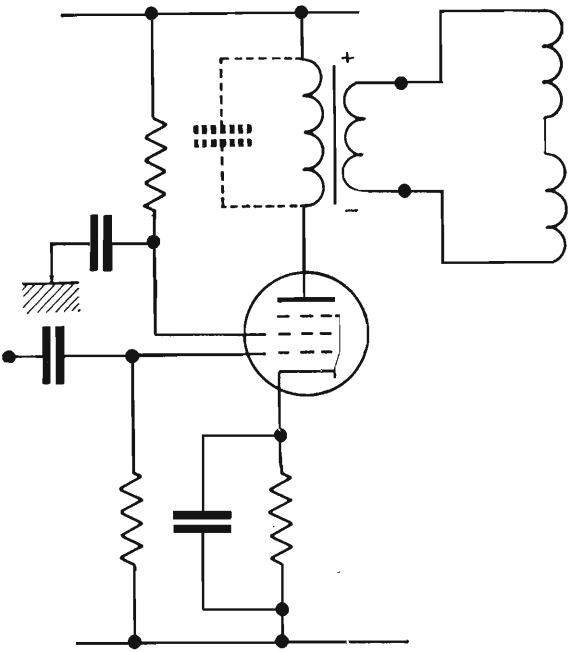


Fig. 131. – Schema di principio dell'amplificatore finale di quadro.

tensione ai capi del carico, rappresentato dal primario del trasformatore *T*. La polarità ai capi di detto trasformatore è quella indicata in fig. 131 ed anche la capacità complessiva dovuta alle capacità distribuite si può immaginare essergli in parallelo e caricata con lo stesso segno. Successivamente la tensione trapezoidale di griglia cade repentinamente portando il tubo oltre l'interdizione con altrettanta rapidità. La corrente anodica, che era al suo massimo valore, non può annullarsi così rapidamente. L'energia immagazzinata dal trasformatore nel suo campo magnetico glielo impedisce per i noti fenomeni di induzione governati dalla legge di Lenz. Nel primario del trasformatore la corrente continua a circolare malgrado la valvola sia interdetta perché il trasformatore rende l'energia che aveva immagazzinato magneticamente quando la valvola conduceva. La energia posseduta dal circuito magnetico passa al condensatore caricandolo con il segno indicato in fig. 133. Nonostante i fatti sopra descritti la variazione di corrente dal valore massimo raggiunto passa

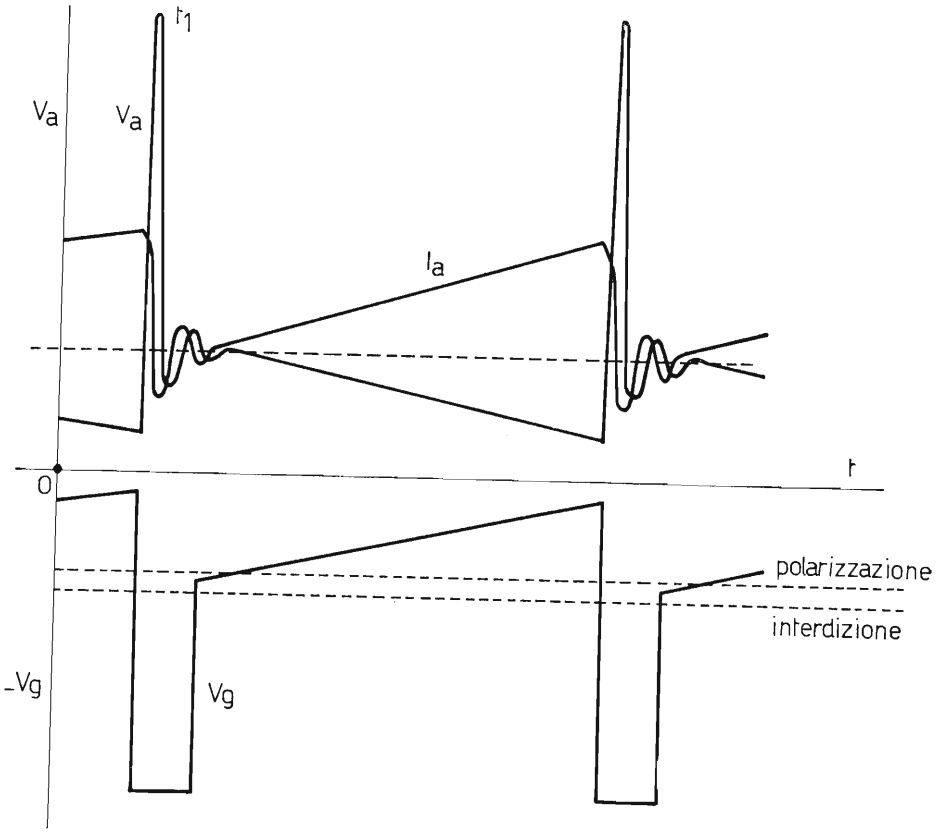


Fig. 132. – Andamento della tensione anodica, corrente anodica e tensione di griglia della finale di quadro.

al valore zero in un tempo molto breve. Questo tempo è il tempo necessario a compiersi un quarto di periodo della frequenza di oscillazione propria del circuito oscillante, formato dal primario del trasformatore e dalle sue capacità parassite. Questo fatto genera per autoinduzione un ampio guizzo di tensione ai capi del trasformatore di conseguenza si ha una forte tensione in placca del tubo che resta ugualmente interdetto per la forte tensione negativa di griglia. Nel frattempo il condensatore parassita che si era precedentemente caricato, si scarica sul trasformatore dando luogo ad una corrente con senso come in fig. 134. La corrente anodica raggiunge in un altro quarto di periodo della frequenza precedentemente considerata, la massima negatività. In questo istante la tensione di autoinduzione sull'anodo sfasata teoricamente in ritardo di 90°, si annulla. In placca si ha perciò la sola tensione di alimentazione. La energia immagazzinata dal condensatore è ritornata al campo magnetico. Le oscillazioni proprie di questo circuito tendono a

continuare con andamento via, via sempre più attenuato fino ad estinguersi in breve tempo. Ancora prima però che ciò avvenga interviene la tensione trapezoidale di griglia che ritorna a far condurre la valvola e la corrente anodica riprende a crescere linearmente. La corrente anodica continua ad aumentare fino a quando è in aumento la tensione trapezoidale applicata in griglia. Al successivo istante, corrispondente alla rapida caduta della corrente anodica, si ripetono i fenomeni sopra indicati.

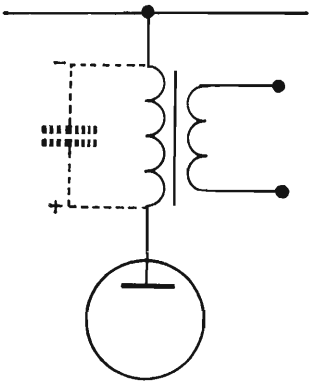


Fig. 133. – Indicazione della polarità sul trasformatore d'uscita di quadro durante una fase di funzionamento.

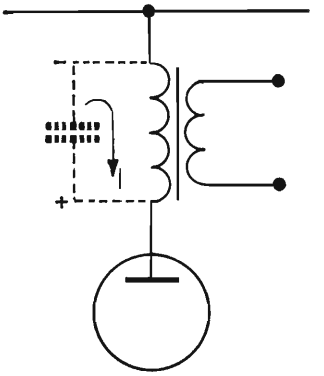


Fig. 134. – Andamento della corrente dovuta alla scarica del condensatore parassita.

Le oscillazioni della corrente anodica già considerate non interessano minimamente le immagini, perché esse si estinguono prima che cessi il tempo di interdizione del tubo, grazie all'effetto smorzante delle resistenze di carico del circuito. Se ciò non accadesse per intero, basterebbe agire sul valore di queste resistenze. Lo schema completo di alcuni circuiti di deviazione verticale è riportato in fig. 135. In essa sono rappresentati un circuito di deflessione in cui il generatore della tensione trapezoidale è formato da un oscillatore bloccato. Il generatore è seguito dal rispettivo amplificatore di potenza. Nel secondo caso, invece, l'intero circuito è formato da un unico tubo del tipo triodo-pentodo collegato in un modo da formare un multivibratore in cui la parte pentodica funge da stadio finale di potenza. Lo stesso circuito può essere realizzato con un tubo a doppio triodo, naturalmente i due triodi sono di caratteristiche totalmente diverse. Dalla fig. 135 si possono notare come i circuiti generatori siano preceduti dai circuiti di integrazione. Si notano inoltre i vari potenziometri per la regolazione della frequenza, dell'ampiezza, e della linearità. Il primo, come dice

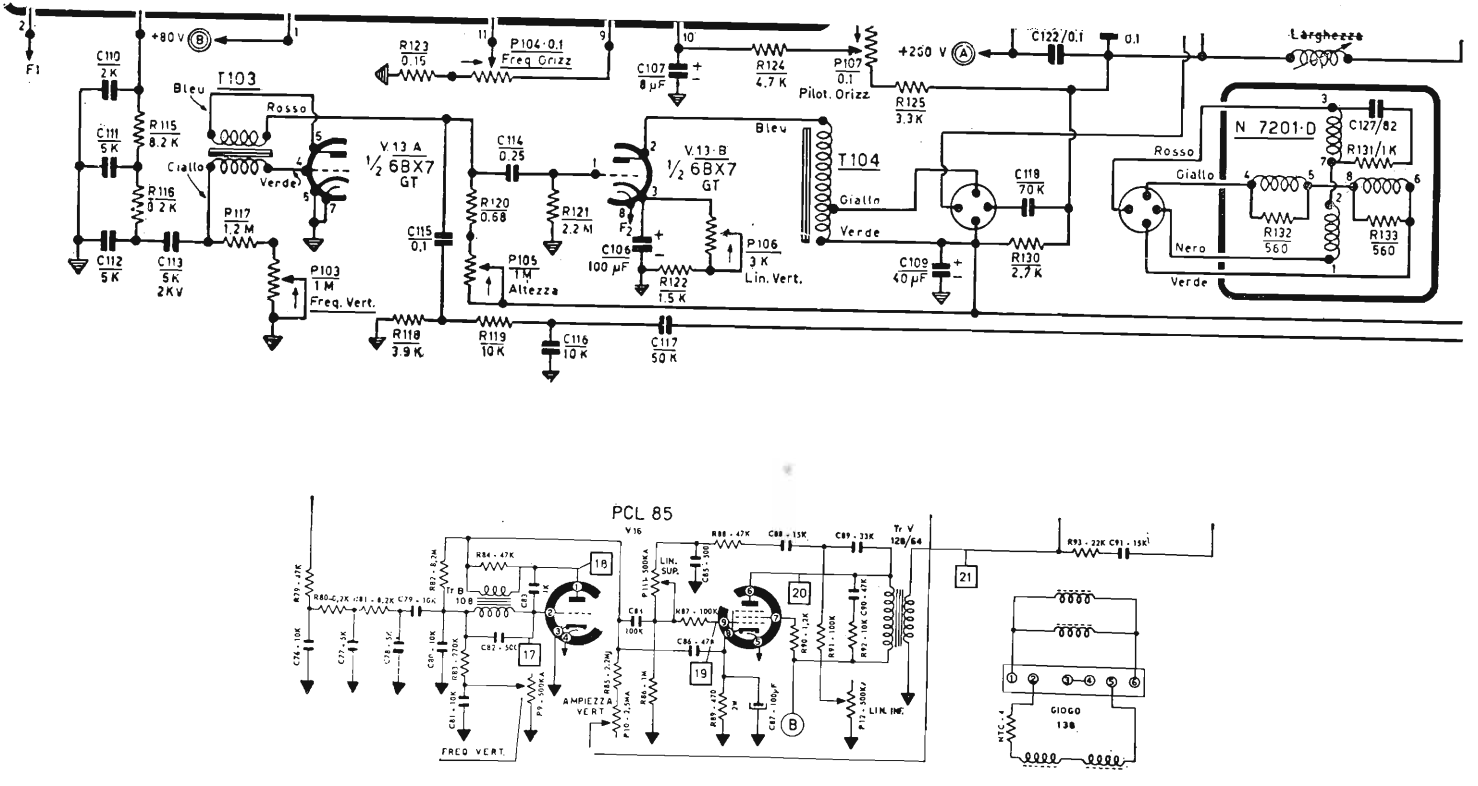


Fig. 135. – Stadi di deflessione verticale.

la definizione, serve a regolare la frequenza quindi a mettere in passo manualmente il circuito generatore. Il secondo regola l'ampiezza della tensione trapezoidale e di conseguenza l'ampiezza dell'immagine al fine di coprire con lo spazzolamento l'intero schermo. Il terzo varia la forma d'onda della sopra considerata tensione. Questo fatto comporta come conseguenza una variazione della corrente anodica riuscendo a far compiere delle deformazioni controllate dell'immagine al fine di ottenere, in senso verticale, una perfetta distribuzione dell'immagine stessa sullo schermo. Questo comando e detto linearita da verticale.

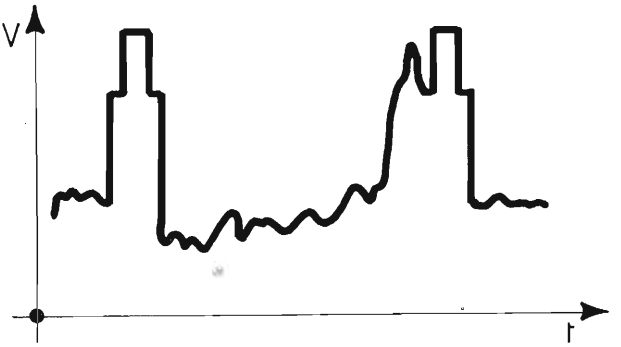


Fig. 136. – Un disturbo troppo vicino al picco può far pendere il sincronismo.

40. **Circuito del controllo automatico di frequenza.**

I picchi di riga provenienti dal trasmettitore non possono essere inviati direttamente a pilotare l'oscillatore di riga, come avviene per quello di quadro, perché non riuscirebbero a mantenere sufficientemente il sincronismo. Nel caso dell'oscillatore di riga, infatti, basta un disturbo sufficientemente ampio che capiti vicino al picco di sincronismo (vedi fig. 136) per fare partire lo oscillatore stesso anzitempo. Il circuito di separazione dei picchi di sincronismo orizzontale inoltre, essendo un circuito differenziatore, non ha una funzione filtrante come il circuito integratore per la separazione dei picchi di sincronismo dell' oscillatore verticale. Infine i picchi di sincronismo orizzontale non hanno né la forma né la durata di quelli verticali. Per tutte queste ragioni non è possibile applicare direttamente i picchi di sincronismo orizzontali al rispettivo oscillatore, per ottenerne la sincronizzazione. Per ottenere la sincronizzazione si preferisce, con opportuni circuiti che esamineremo, confrontare la frequenza dei picchi di sincronismo con la frequenza della tensione trapeziodale proveniente dall'oscillatore. Da questo confronto si ricava una tensione continua con

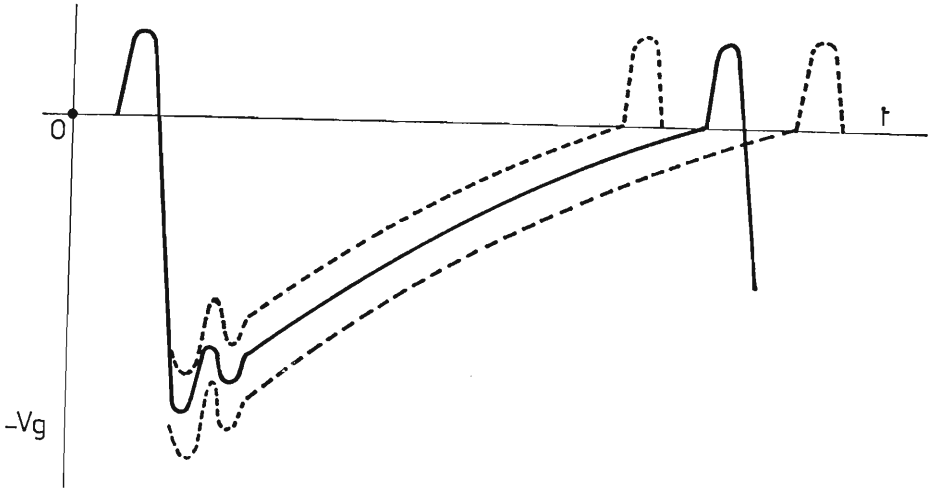


Fig. 137. – Variazione della polarizzazione e di conseguenza della frequenza dell'oscillatore bloccato ottenuta sommando o sottraendo una tensione continua alla tensione di griglia.

la quale si può variare la polarizzazione dell'oscillatore spostandone così il momento di sblocco e conseguentemente variandone la frequenza (vedi fig. 137). Il più diffuso di questi circuiti è quello formato da un discriminatore (vedi fig. 138) preceduto da un triodo il cui compito è quello di

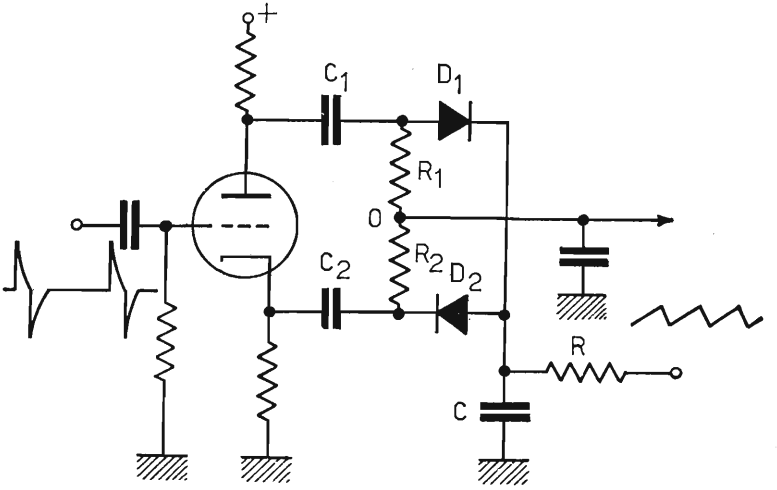


Fig. 138. – Discriminatore per il sincronismo orizzontale.

fornire due tensioni sfasate fra di loro di 180°. Si prelevano infatti i due segnali uno dall'anodo e l'altro dal catodo. I segnali così ottenuti vengono inviati tramite i condensatori C_1 e C_2 a due diodi, uno al catodo e l altro alla placca. Questi diodi raddrizzano le tensioni loro applicate e caricano i

condensatori C_1 e C_2 al valore di cresta delle tensioni applicate. La tensione raddrizzata polarizza i due diodi i quali possono condurre solo in presenza dei picchi di sincronismo, reintegrando in questo tempo le cariche perdute dai condensatori che si scaricano attraverso le resistenze R_1 e R_2. Quando i due condensatori C_1 e C_2 risultano caricati alla stessa tensione, non si ha alcuna variazione di tensione rispetto massa nel punto 0 centrale alle due resistenze, in quanto la corrente circolante attraverso di esse è eguale e, quindi, uguale è la caduta di tensione ai loro estremi. Se, tramite la resistenza R e il condensatore C facciamo la integrazione degli impulsi prelevati dal trasformatore di riga (vedi fig. 139) otteniamo una tensione a denti di sega. Applicando tale

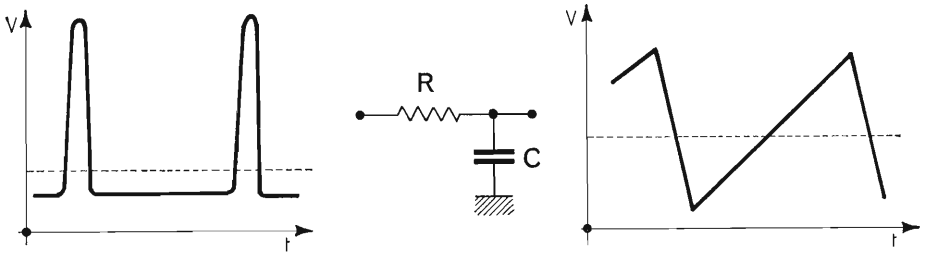


Fig. 139. – Integrazione dei picchi di tensione a frequenza orizzontale prelevati dal trasformatore di riga.

tensione tra i due diodi si può ottenere un confronto fra essa e i picchi di sincronismo che risultano applicati in griglia del triodo preposto per la funzione di invertitore. La tensione a denti di sega applicata ai due diodi risulta così sommata a quella dei picchi di sincronismo. Se le due frequenze sono esattamente in fase, i due segnali si presentano come in fig. 140*a* e ancora una volta le tensioni continue rivelate dai due diodi sono uguali. Quando, invece le due frequenze sono leggermente diverse fra loro, i segnali si dispongono come nei due casi rappresentati in fig. 140*b* e *c*. In questi casi si ha che le tensioni applicate ai due diodi non sono uguali per cui i condensatori C_1 e C_2 non si caricano allo stesso modo quindi diversa è la corrente di scarica attraverso R_1 e R_2 e diversa è la caduta di tensione ai loro estremi. Conseguenza di ciò è la variazione di tensione del punto 0 rispetto massa che può variare in più o in meno intorno alla tensione di riposo. Se, ad esempio, la frequenza dell'oscillatore di riga diminuisce, il picco di sincronismo anziché capitare sulla linea dello zero della tensione a denti di sega, capita spostato verso l'alto come in fig. 140*b*. In questo caso la tensione applicata a D_1 è maggiore, per cui maggiore diventa la carica di C_1 e quindi maggiore è la caduta di tensione su R_1. Nel punto 0 si ottiene una tensione più positiva che non in condizioni di riposo, la quale, applicata in griglia dell'oscillatore bloccato, ne anticipa lo sblocco. Questa

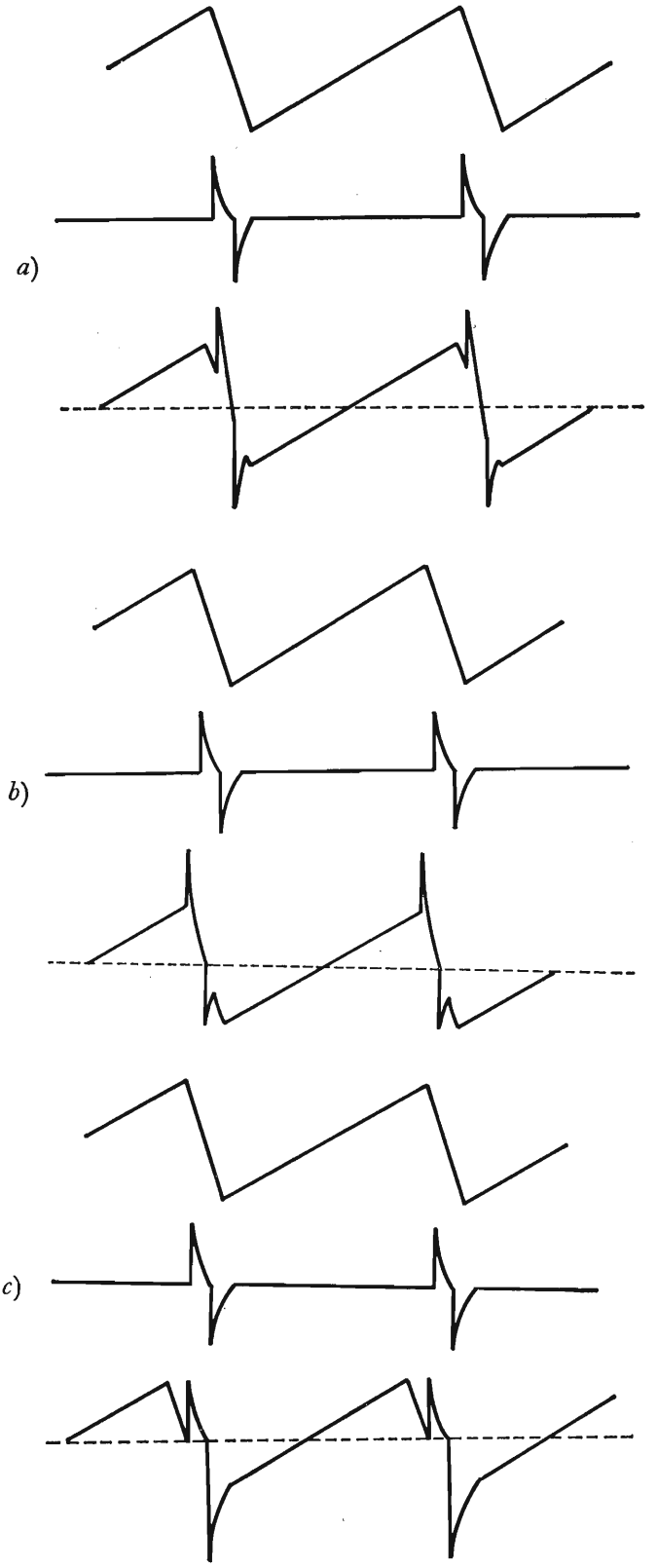


Fig. 140. – *a*) Giusto confronto dei picchi di sincronismo con la tensione generata dall'oscillatore bloccato in un circuito di sincronismo denominato sincroguida; *b*) e *c*) due casi di errato confronto dei picchi di sincronismo con la tensione generata dall'oscillatore bloccato in un circuito di sincronismo denominato sincroguida.

condizione permane fino a quando la frequenza dell'oscillatore non risulta in fase con quella dei picchi di sincronismo. Se, anziché diminuire, la frequenza dell'oscillatore aumenta rispetto a quella dei picchi di sincronismo, la loro posizione rispetto alla tensione a denti di sega risulterà come in fig. 140*c*. La tensione continua che si ricava dal punto 0 risulta perciò più negativa di quando si ha la simmetria e riuscirà a far rallentare la frequenza dell'oscillatore.

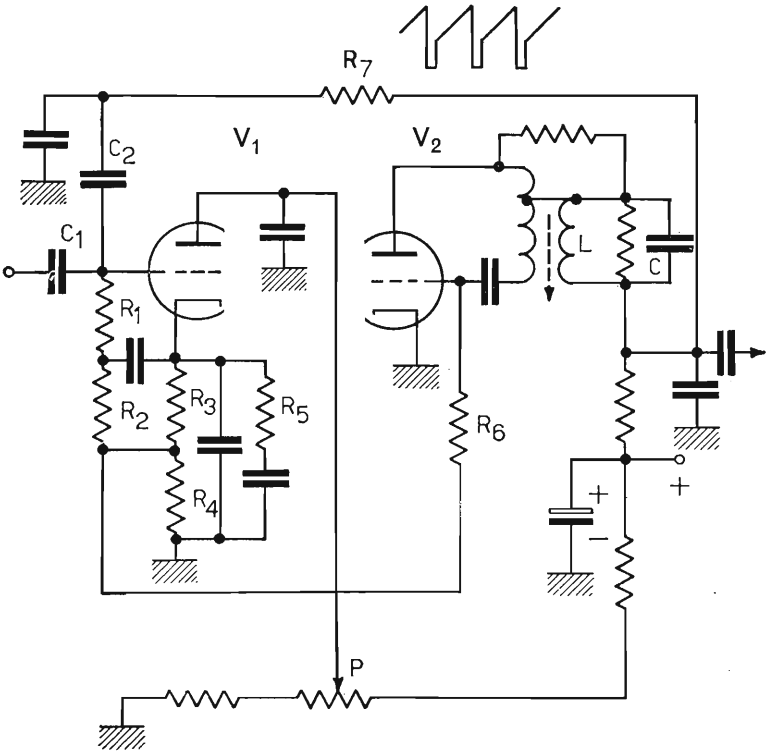


Fig. 141. - Circuito sincroguida.

Se invece di un oscillatore bloccato si vuole comandare un multivibratore allora la tensione continua che si ricava deve essere negativa rispetto massa. Per ottenere ciò è sufficiente capovolgere i due diodi. Altro circuito notevolmente impiegato è quello detto a Syncroguida o a durata di impulso. Lo schema di questo circuito è quello di fig. 141 ed il suo funzionamento è il seguente. Il primo triodo V_1 funge da tubo di controllo, ed il secondo V_2 funziona come oscillatore bloccato. La resistenza di polarizzazione di questo oscillatore è costituita da R_4 e R_6. La resistenza R_4 fa pure parte della resistenza catodica di V_1. In griglia di V_1 sono applicati due segnali, i picchi di sincronismo attra-

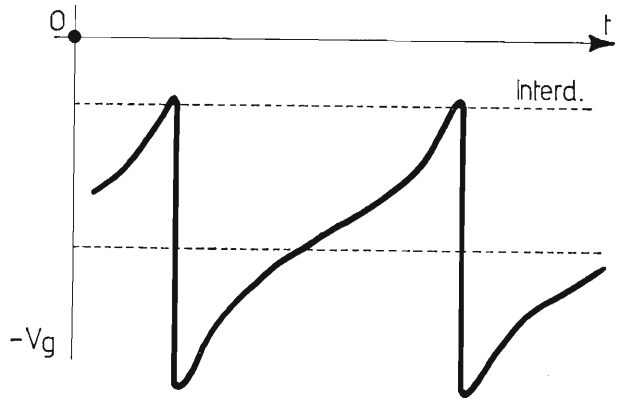


Fig. 142. – Tensione prodotta dall'oscillatore e applicata tramite C_2 R_7 in griglia della valvola controllo.

verso C_1, e la tensione a denti di sega prodotta dall'oscillatore bloccato. Tale tensione attraverso C_2 ed R_7 è trasformata in una tensione parabolica (fig. 142). La somma di queste due tensioni dà come risultante un'altra tensione il cui andamento è quello di fig. 143. Questa tensione però, come risulta dalla fig. stessa, non è sufficiente a sbloccare la V_1 la quale conduce solo per il tratto di durata in cui il picco di sincronismo si somma alla parte superiore della curva. Quando i picchi di sincronismo sono in fase

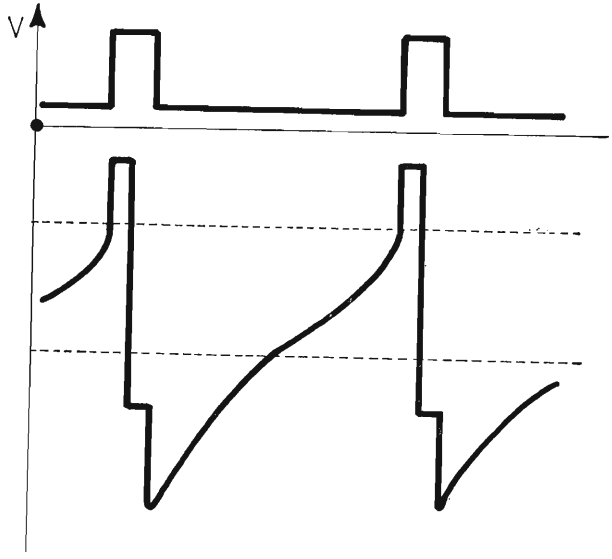


Fig. 143. – Tensione risultante dalla somma della tensione trapezioidale ed i picchi di sincronismo quando hanno giusta fase e uguale frequenza.

con la tensione dell'oscillatore metà di essi si sommano alla parte superiore e metà a quella inferiore. La parte di picco sporgente al di sopra della curva rappresenta il breve tratto in cui la valvola conduce. In queste condizioni scarsa è la tensione positiva che si ricava ai capi di R_4 che va a sottrarsi a quella negativa dovutale quale resistenza di polarizzazione di V_2. Quando la frequenza dell'oscillatore diminuisce, tutto il picco di sincronismo si somma nella parte superiore della tensione proveniente dall'oscillatore

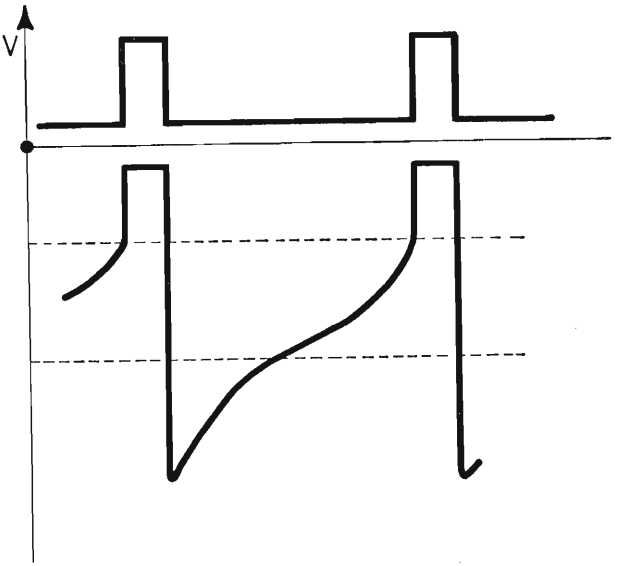


Fig. 144. – Tensione risultante dalla somma della tensione trapezioidale ed i picchi di sincronismo quando la frequenza dell'oscillatore è inferiore rispetto a quella dei picchi.

fig. 144. La valvola conduce per un tempo maggiore e maggiore risulta la tensione ai capi di R_4. Questo aumento di tensione riportato in griglia di V_1 ne anticipa lo sblocco favorendo l'aumento della sua frequenza di oscillazione. Nel caso in cui la frequenza dell'oscillatore fosse maggiore di quella dei picchi di sincronismo questi si sommerebbero interamente nella parte inferiore della tensione dell'oscillatore (vedi fig. 145) per cui la tensione positiva ai capi di R_4 risulterebbe praticamente inesistente. Di conseguenza applicando in griglia di V_2 nessuna tensione positivia la frequenza dell'oscillatore tende a diminuire. Per migliorare ulteriormente la tenuta in frequenza dell'oscillatore si pone in serie al suo circuito anodico un circuito oscillante LC parallelo. Ai suoi capi si genera una tensione sinusoidale la cui frequenza si regola a mezzo del nucleo variabile della bobina. La somma di questa tensione con quella trapezoidale generata dall'oscillatore dà luogo ad un'altra

tensione la cui forma d'onda è quella di fig. 146. Quando, come nel caso della fig. 146*a*, la parte sinusoidale è alla stessa altezza dei picchi della tensione trapezoidale di sincronismo, ci si trova nelle condizioni migliori per la sincronizzazione. Negli altri due casi riportati nella stessa fig. 146*b* e *c* si ha uno

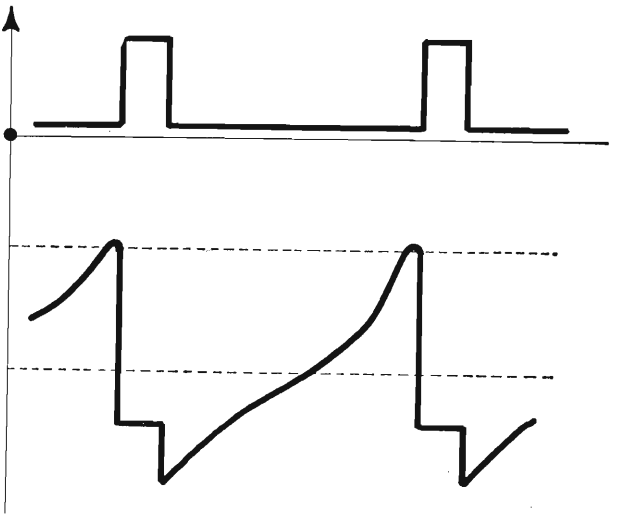


Fig. 145. – Tensione risultante dalla somma della tensione trapezioidale ed i picchi di sincronismo quando la frequenza dell'oscillatore è superiore rispetto a quella dei picchi.

scarso effetto del potenziometro *P* (fig. 141) per la sincronizzazione manuale (caso *b*) oppure si ha uno scarso effetto del circuito automatico per il controllo di frequenza (caso *c*).

Circuiti automatici per il comando di frequenza ve ne sono anche di tipo diverso generalmente però derivati dai due descritti. Il primo dei due circuiti descritti può essere realizzato anche impiegando anziché un triodo inverti-

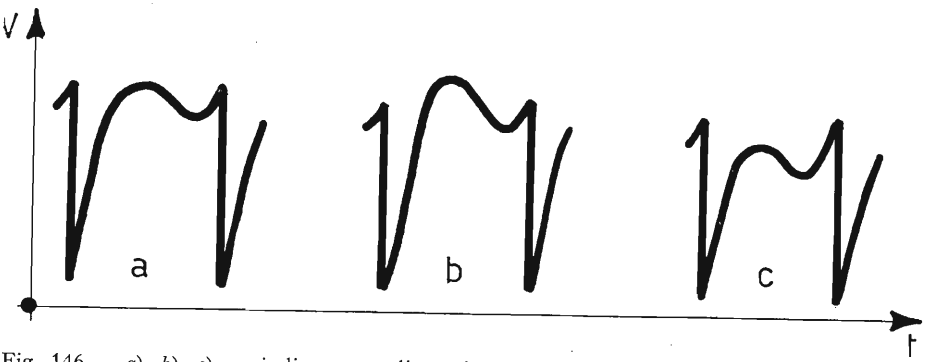


Fig. 146. – *a*), *b*), *c*), casi di somma di tensione sinussoidale generata in *L C* e tensione trapezioidale generata dall'oscillatore.

tore di fase, un trasformatore con il secondario a presa centrale. Il funzionamento del circuito, rimane lo stesso. Un tipo di circuito che ha avuto una certa applicazione è quello che impiega un tubo a reattanza. Attualmente i circuiti più impiegati sono quelli precedentemente descritti.

41. Circuito finale di deviazione di riga.

Il circuito finale di deviazione di riga è come principio uguale a quello di deviazione di quadro. Dal punto di vista pratico però differisce da questo in modo sostanziale. La ragione principale di questa diversità è dovuta alla più elevata frequenza di lavoro, 15625 Hz anziché i 50 Hz di quadro. Questo fatto porta a dover considerare tecniche di realizzazione diverse per aumentare il rendimento di tutto il circuito e fare in modo di sfruttare alcuni fenomeni di autoinduzione al fine di ottenere la extra alta tensione (E.A.T.) per alimentare l'ultimo anodo del tubo a raggi catodici. Il primo problema da affrontare in questo caso è quello delle resistenze di smorzamento. Infatti se esse dovessero essere considerate come nel caso della deviazione verticale, dovrebbero essere dimensionate per una potenza di dissipazione dell'ordine di 60 Watt. Questa è una potenza piuttosto elevata da dissipare con delle resistenze, e per di più tale potenza andrebbe interamente perduta sotto forma di calore e richiederebbe una particolare valvola per poterla fornire. Da queste considerazioni si capisce che è bene ricorrere ad altri sistemi per ovviare ai suddetti inconvenienti. Il sistema usato perciò è quello di sfruttare durante una frazione di deviazione, una parte della energia fornita durante la deviazione precedente e che altrimenti dovrebbe essere dissipata sotto forma di calore. Si consideri che la corrente di deviazione deve avere un andamento a denti di sega vedi fig. 147*a*. Tale tensione si svolge dall'istante t_0 in cui la corrente è nulla all'istante t_1 dove la corrente è massima per ritornare nell'istante t_2 al valore zero. Dal tempo t_0 a quello t_1 l'energia è fornita dalla valvola finale, mentre da t_1 a t_2 tutta l'energia fornita al campo magnetico uguale a $\frac{1}{2} LI^2$ deve essere dissipata sotto forma di calore. In fig. 147*b* si ha la stessa variazione di corrente dal tempo t_0 al tempo t_3. Se si riesce però a far in modo che sia la valvola a fornire corrente al circuito magnetico per il tempo che va da t_1 a t_2 dopodiché la si interdice, sarà poi il circuito magnetico stesso che, restituendo quasi interamente l'energia fornita, integrerà l'intero ciclo fino all'istante t_3 in cui la valvola riprende a funzionare. La energia richiesta alla valvola in questo caso, risulta essere un quarto di quella precedente perché essendo la corrente richiesta metà, il suo quadrato è quattro volte più piccolo. Perché un tale sistema possa funzionare, è necessario che durante il semiperiodo negativo vengano eliminate dal circuito le resistenze di dissipazione. Si con-

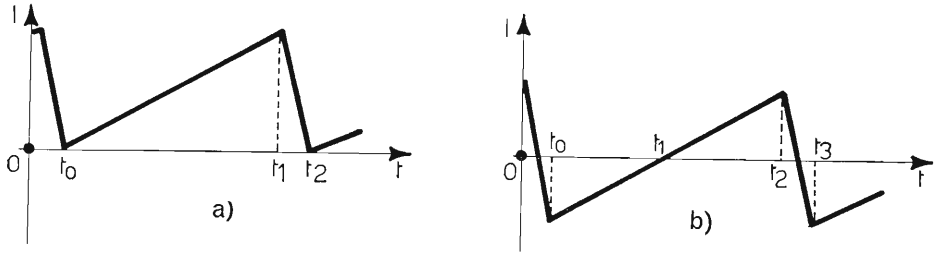


Fig. 147. – Andamento della corrente di deviazione per la frequenza di riga.

sideri ora la fig. 148. La valvola finale in essa raffigurata è un pentodo, di particolari caratteristiche, che lo rendono adatto a sopportare picchi di tensione anodica dell'ordine di migliaia di volt. Infatti tali picchi si vengono a trovare in alcuni istanti applicati ai suoi estremi. Questo pentodo è accoppiato alle bobine di deflessione a mezzo di un trasformare adattatore di impedenza o anche tramite un autotrasformatore provvisto di diverse prese intermedie. Fra l'estremità opposta alla placca del pentodo e una presa intermedia è posto un diodo a bassa resistenza interna e di particolari caratteristiche costruttive perché esso possa reggere alle elevate tensioni cui è sottoposto. In serie a questo diodo precisamente fra la placca e il terminale del trasformatore è posto un condensatore C di elevata capacità (mediamente 100 KpF). La tensione di alimentazione, come si vede dalla fig. 148, è applicata alla placca del diodo, per cui essa giunge al pentodo soltanto attraverso la resistenza interna del diodo quando questo conduce. Nell'istante t_0 della fig. 149 la tensione trapezoidale applicata alla griglia fa condurre il pentodo, per cui la sua tensione anodica risulta più bassa di quella di alimentazione. La tensione di griglia oltre t_0 è ancora in

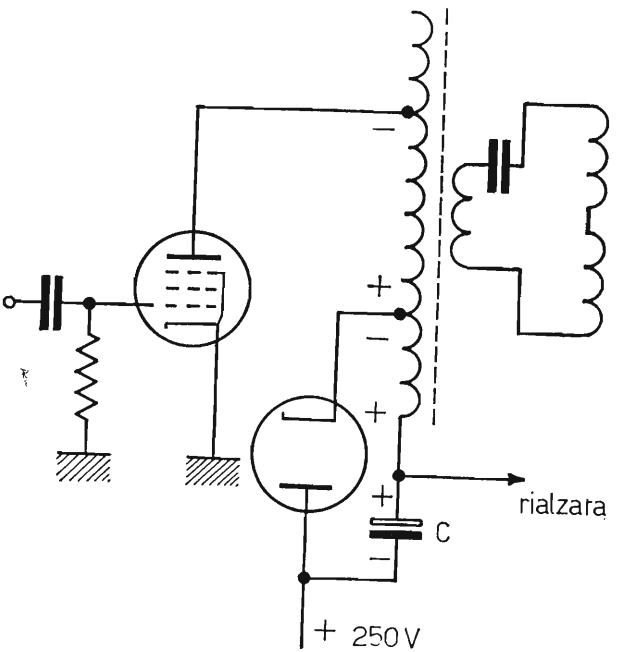


Fig. 148. – Stadio finale del circuito di deflessione orizzontale. (Schema di principio).

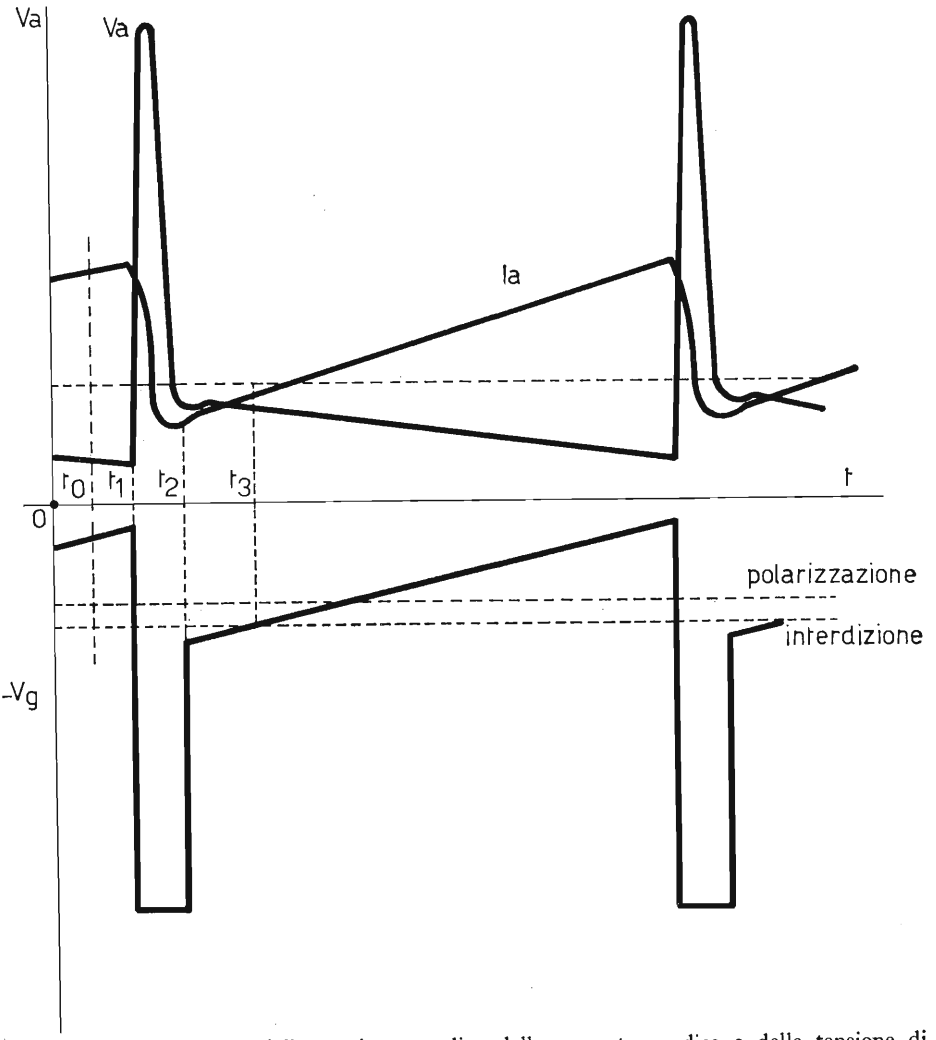


Fig. 149. – Andamento della tensione anodica della corrente anodica e della tensione di griglia della finale di riga.

aumento, perciò si ha un ulteriore diminuzione della tensione anodica e sul trasformatore le polarità risultano come in fig. 148. Il diodo e il condensatore considerati risultano in serie fra di loro e quindi tale condensatore si carica con le polarità indicate ad una tensione intorno ai 200 volt. Per le sue polarità questa tensione si somma a quella di alimentazione, fornendo come risultante una nuova tensione somma delle due dell'ordine di 500 volt, detta tensione rialzata, con la quale normalmente si alimentano le valvole dei circuiti di deflessione che fungono così

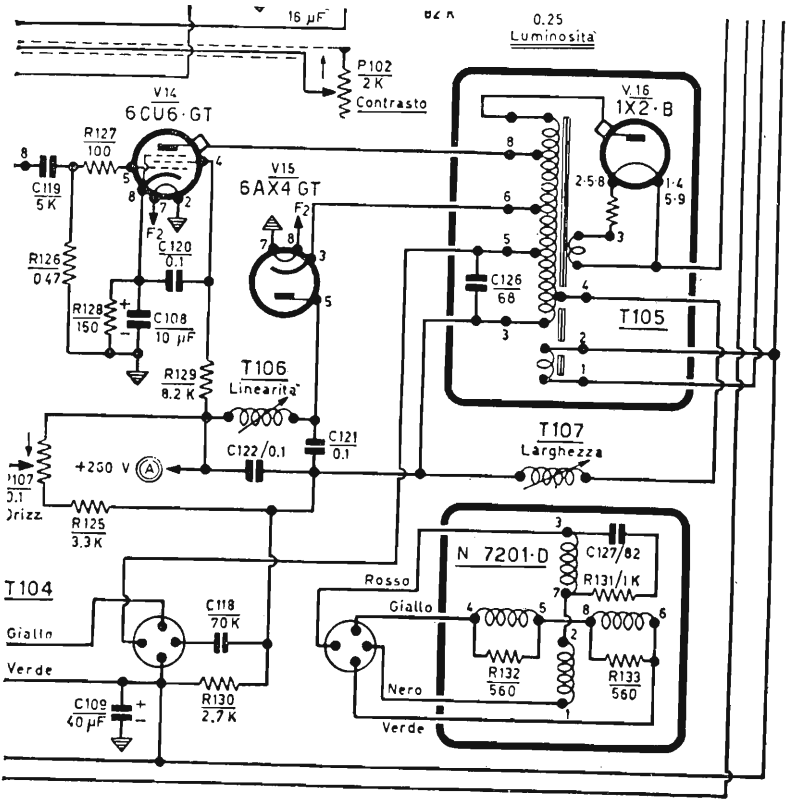


Fig. 150. – Stadio finale di riga nella sua realizzazione pratica.

da resistenze dissipatrici. Durante l'aumento della corrente anodica la parte di essa trasmessa magneticamente alle bobine fa avvenire la deviazione del fascetto da sinistra verso destra. Quando all'istante t_1 la tensione trapezoidale applicata in griglia interdice istantaneamente il pentodo, la sua corrente anodica si annulla altrettanto rapidamente rimanendo però circolante nel trasformatore che con la sua capacità parassita forma un circuito oscillatorio. In esso la corrente continua a diminuire con un andamento sinusoidale, dovuto alla frequenza propria di oscillazione del circuito testè considerato e formato dal trasformatore e dalle sue capacità parassite. In corrispondenza di questa rapida diminuzione di corrente si ha ai capi del trasformatore un guizzo di tensione dell'ordine di alcune migliaia di volt. In questo frattempo, essendosi invertito il senso della corrente nel trasformatore, anche il diodo risulta interdetto perciò il trasformatore rimane isolato dal resto dell'alimentazione divenendo così in grado di oscillare e portare a termine l'intero periodo

come gli si richiede. Nel punto t_2 il fascetto catodico ha praticamente terminato il suo ritorno ed è pronto per iniziare la nuova esplorazione la quale ricomincia ancora a spese dell'energia immagazzinata dal trasformatore perché la valvola finale è ancora interdetta. Dopo l'istante t_2 si ha l'inversione del senso della corrente nel trasformatore per cui, mentre il pentodo resta ancora interdetto, il diodo ricomincia a condurre per ricaricare il condensatore C che si era scaricato attraverso le resistenze di dissipazione costituite dalle valvole dei circuiti precedentemente citati. Questa carica fà sì che in questo tratto di periodo risultino smorzate le oscillazioni sinusoidali e l'andamento della corrente ridiventi rettilineo fino al tempo t_3 in cui la valvola per effetto della tensione trapezoidale di griglia si sblocca. È necessario studiare e realizzare il circuito in modo da avere una perfetta concomitanza fra l'istante in cui termina l'energia immagazzinata nel trasformatore e quello in cui la valvola si sblocca per fornire nuova energia al circuito. Se ciò non fosse, l'andamento lineare della corrente anodica ne risulterebbe compromesso.

Sfruttando i picchi di tensione che si vengono a formare ai capi del primario del trasformatore, picchi che possono raggiungere tensioni dell'ordine di 5000 volt, si avvolge sul primario del trasformatore, un prolungamento dell'avvolgimento stesso ai capi del quale possono realizzarsi autotrasformatoricamente tensioni dell'ordine di $15 \div 20$ KV. Questa tensione radrizzata da un apposito diodo e livellata da un condensatore, fornisce la tensione per l'ultimo anodo del tubo a raggi catodici. La tensione di accensione del diodo radrizzatore (damper) è ottenuta tramite l'avvolgimento di una o due spire intorno al nucleo di ferrite del trasformatore di uscita orizzontale. Tale nucleo, per la elevata frequenza alla quale è sottoposto, deve essere dotato di particolari caratteristiche magnetiche ricavate usando, come si è detto, nuclei in ferrite. Anche l'avvolgimento deve essere costruito in maniera particolare perché possa resistere alle elevatissime tensioni cui è sottoposto. Il condensatore di filtro per le stesse precedenti ragioni deve avere anch'esso caratteristiche particolari di isolamento ed è generalmente costituito dalla capacità che ha per armature l'alluminatura interna del tubo a raggi catodici e la grafitatura esterna del medesimo, mentre la parete di vetro che separa le armature funge da dielettrico. Lo schema della realizzazione pratica di questo circuito è quello disegnato in fig. 150. Considerando tale figura si notano alcuni particolari pratici che di seguito verranno considerati. Il condensatore da 68 pF 3 KV in parallelo alla prima parte del trasformatore d'uscita, serve a favorire la risonanza del trasformatore stesso in modo d'aumentarne la corrente oscillante e aumentare così la deviazione, al fine di allargare la scansione orizzontale. Questo accorgimento, non necessario nei vecchi televisori impieganti tubi catodici con angolo di deviazione di 70°, si è rilevato necessario in quelli con angolo di deviazione

di 90° mentre è indispensabile per quelli il cui angolo di deviazione è 110°. Il piccolo avvolgimento secondario, separato da tutti gli altri del trasformatore di riga, serve a fornire la tensione anodica per il primo e il secondo anodo acceleratore del cinescopio. Il potenziometro che regola la tensione di uno di questi due anodi è il comando di focalizzazione. La forma d'onda della tensione che alimenta questi anodi, essendo prelevata dal trasformatore di riga e non raddrizzata, favorisce la cancellazione del fascetto durante i ritorni. Esaminando ancora la fig. 150 si possono notare due bobine L_1, L_2 ad induttanza variabile a mezzo di un nucleo di ferrite, filettato. Avvitando o svitando questo nucleo nella sua apposita sede, si ha la possibilità di far variare la induttanza delle bobine stesse. Una di queste bobine (T 106) serve a regolare la linearità dell'immagine orizzontalmente, cioè a far sì che l'immagine sia uniformemente distribuita sullo schermo in modo tale che la parte destra di essa sia quanto più possibile specularmente uguale alla parte sinistra. L'altra bobina (T 107) serve a regolare l'ampiezza della immagine in senso orizzontale. Essa agisce in modo che lo spazzolamento del fascetto copra l'intera larghezza del tubo. Nel caso della deviazione orizzontale, non si può come in quella verticale, agire sull'oscillatore per ottenere una regolazione dell'immagine, prelevando cioè una parte del segnale per regolare l'ampiezza o deformare il segnale stesso per ottenere una regolazione della linearità. Le ragioni che impediscono di agire in questo modo sono da ricercarsi nel fatto che, per economizzare energia, è stato scelto un sistema che richiede, per la deviazione orizzontale, energia al tubo finale solo per circa mezzo periodo. Perché le cose vadano bene con questo sistema, è necessario che vi sia una perfetta unione fra il tratto di curva in cui il tubo funziona e il tratto in cui il tubo è interdetto. Predisponendo l'oscillatore opportunamente questo risultato si può ottenere alla perfezione, ma la cosa risulterebbe impossibile se l'uscita dell'oscillatore non fosse mantenuta rigorosamente costante.

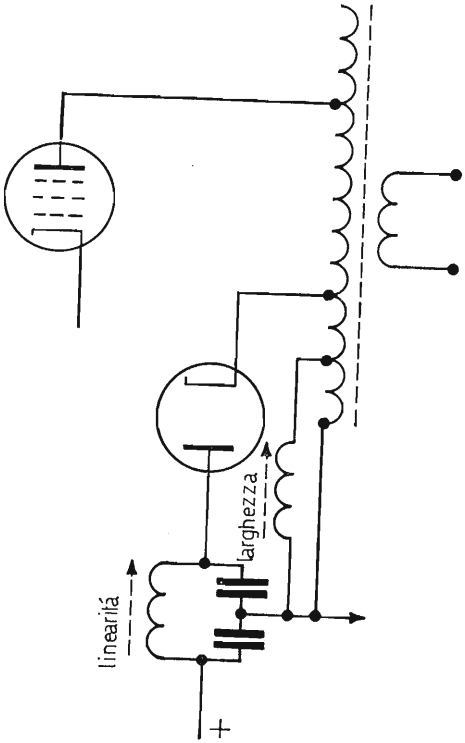


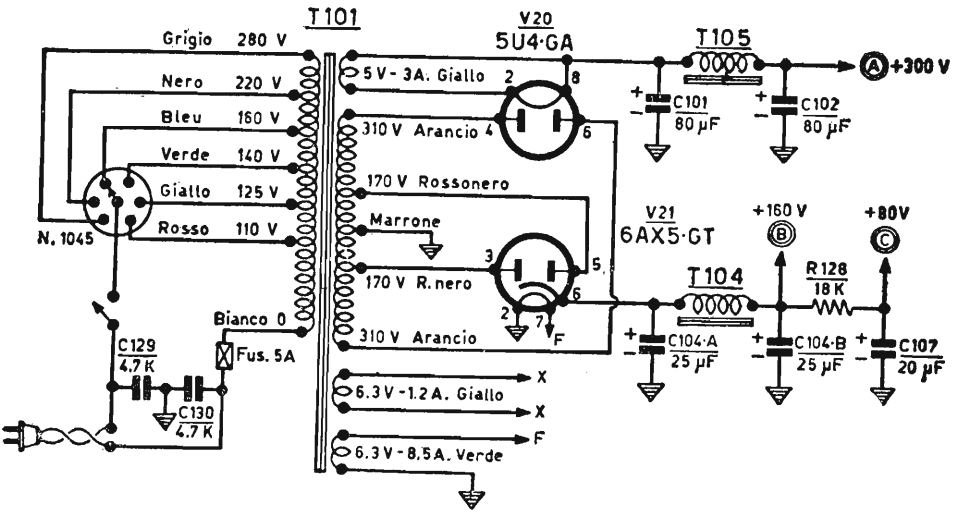
Fig. 151.– Stadio finale del circuito di deflessione orizzontale. (Schema di principio).

Per ovviare a questo inconveniente si ricorre alle bobine sopraccitate le quali come si può vedere dalla fig. 151, che rappresenta una semplificazione della precedente, sono rispettivamente una in serie alle bobine di deviazione o al diodo economizzatore e l'altra in parallelo ad una parte del primario del trasformatore. Variazioni della induttanza della bobine in serie determinano variazioni della corrente circolante nelle bobine di deflessione e pone il trasformatore in condizioni che non sono più quelle ideali di funzionamento. Gli aumenti o le diminuzioni della larghezza dell'immagine, dovute per variazioni di corrente attraverso questa bobina non sono perciò lineari. Agendo sul nucleo della bobina collegata in parallelo a una parte del trasformatore (bobina di ampiezza) si varia il carico che essa rappresenta per il trasformatore d'uscita orizzontale. Un aumento ad esempio della sua induttanza ottenuta a mezzo dell'introduzione del nucleo ferromagnetico, provoca un aumento della induttanza complessiva del trasformatore d'uscita, e quindi, una diminuzione della corrente che lo attraversa. Maggiore è perciò la corrente che il trasformatore di riga può lasciare a disposizione delle bobine di deviazione. La corrente aumentata linearmente attraverso le bobine del giogo provoca un allargamento lineare di tutta l'immagine. Sempre dalla osservazione della fig. 150 si può notare ancora la presenza di alcune resistenze e condensatori in parallelo alle bobine del giogo di deviazione. La funzione di questi componenti è quella di fornire lo smorzamento della parte ad andamento transitorio sinusoidale della corrente anodica, circolante nei trasformatori di uscita entro i limiti di tempo prestabiliti (vedi particolare fig. 149) per evitare che compaiano ad esempio, delle ondulazioni al lato sinistro della immagine.

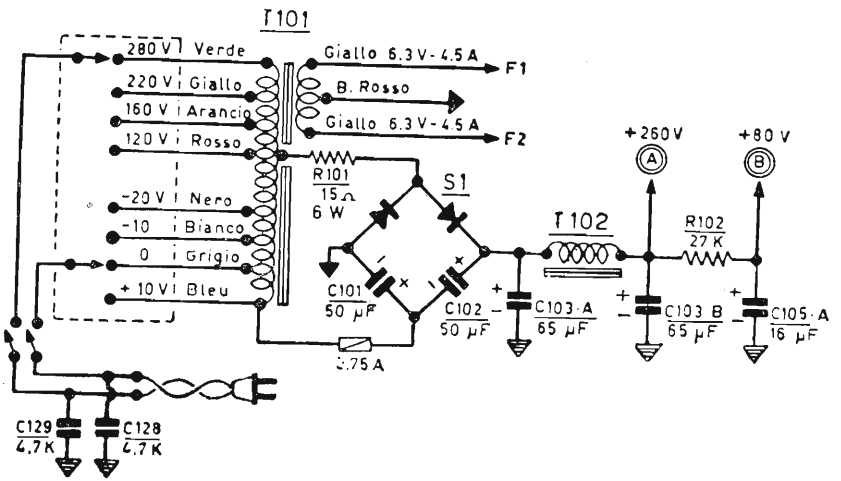
42. **Circuiti di alimentazione.**

In passato i circuiti di alimentazione dei televisori erano notevolmente complessi ed elaborati come si può notare dalla fig. 152*a* e *b*.

Come si vede essi sfruttavano pressoché tutti i tipi di circuiti di alimentazione che sono stati considerati nel secondo volume al 1° cap. Caratteristica generale di tutti gli alimentatori per televisione è costituita dalla realizzazione di un accurato disaccoppiamento fra le alimentazioni dei vari circuiti perché essi non abbiano ad interferire fra di loro. È questa la ragione per cui vi sono diverse uscite, tutte disaccoppiate da almeno una resistenza ed una elevata capacità. Nei televisori di non recente costruzione i filamenti delle valvole erano alimentati in parallelo, in quelli attuali, invece, essi sono collegati per l'alimentazione in serie. Questa nuova tendenza tecnica unita a quella di alimentare i televisori con un alimentatore sprovvisto di cambio tensione e unicamente in condizione di usufruire della tensione a 220 volt, ha portato alla creazione di un alimentatore estremamente semplice, tecnicamente perfetto perché non dà luogo



a)



b)

Fig. 152. – *a*), *b*), Alimentatori Geloso.

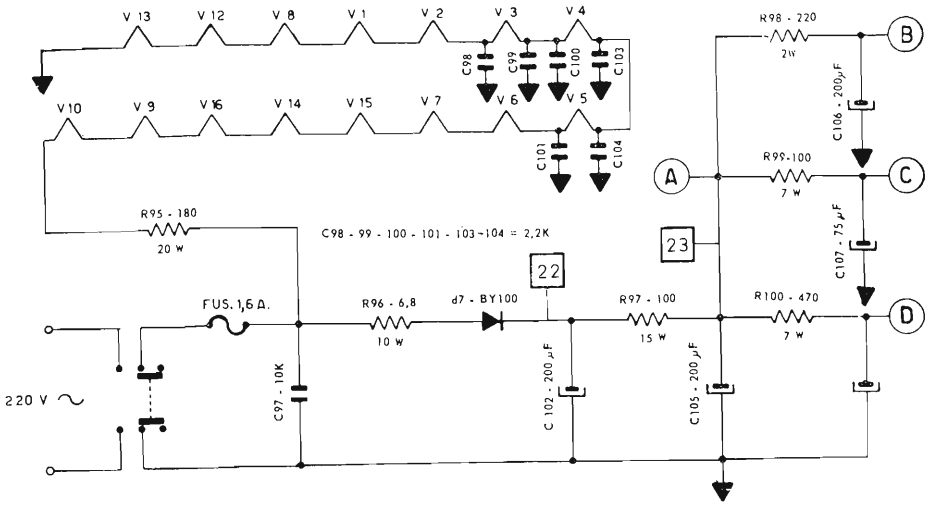
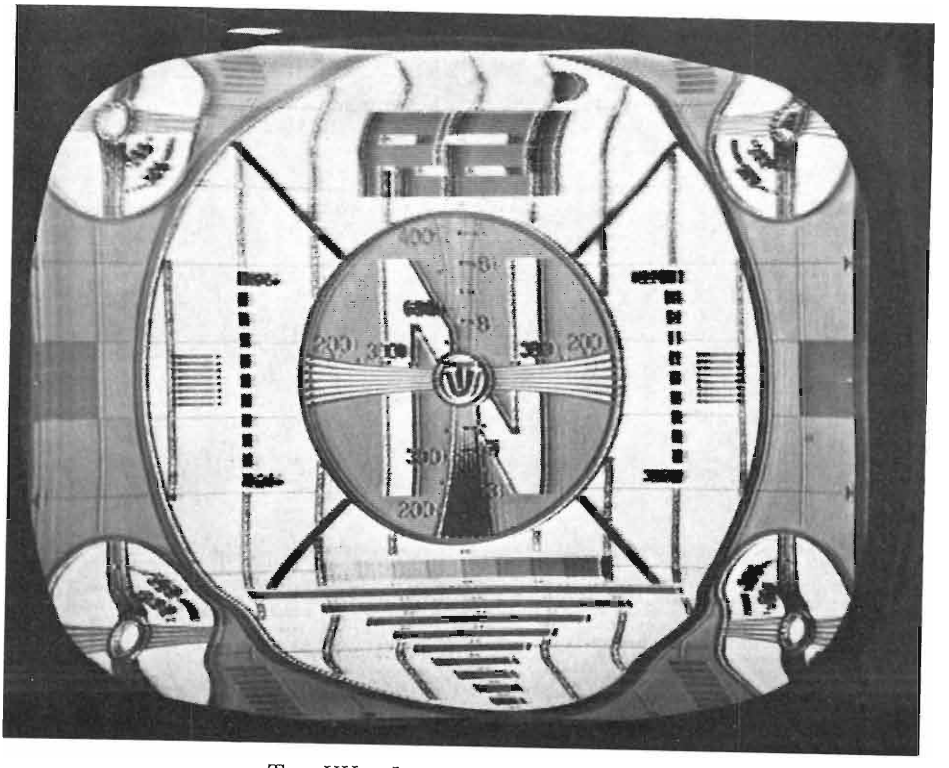


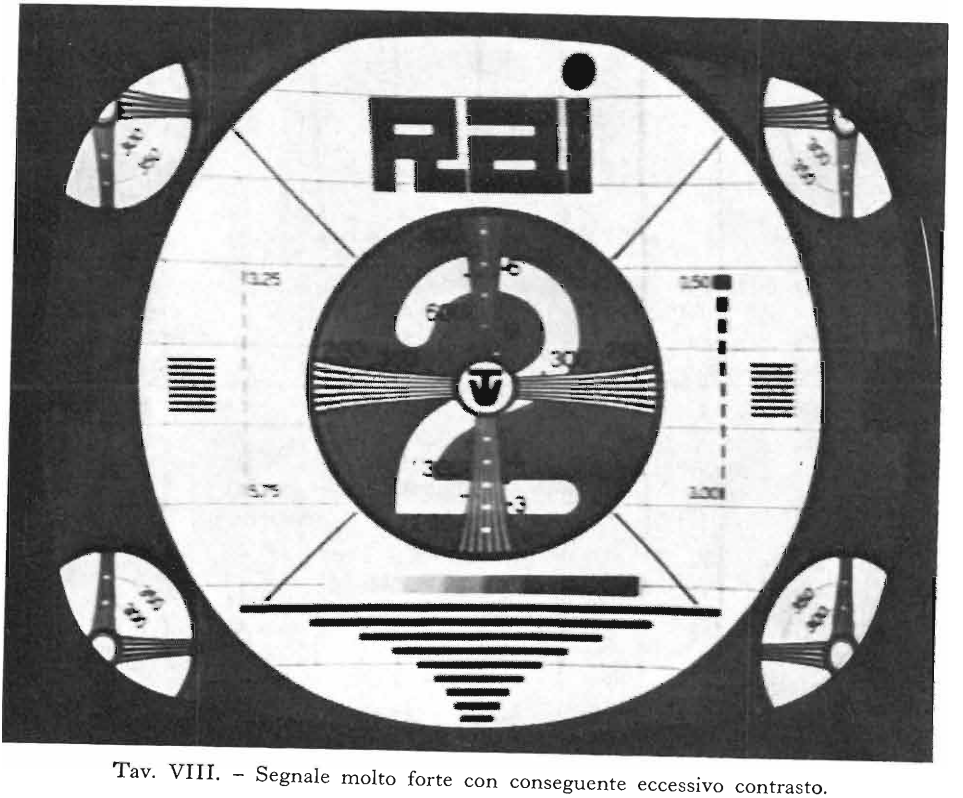
Fig. 153. – Alimentatore Sinudyne.

a campi magnetici dispersi, ma soprattutto estremamente economico. Questo alimentatore è costituito unicamente da un diodo del tipo a cristallo semiconduttore posto in serie al circuito anodico e seguito dai relativi filtri e circuiti di disaccoppiamento, vedi fig. 153.

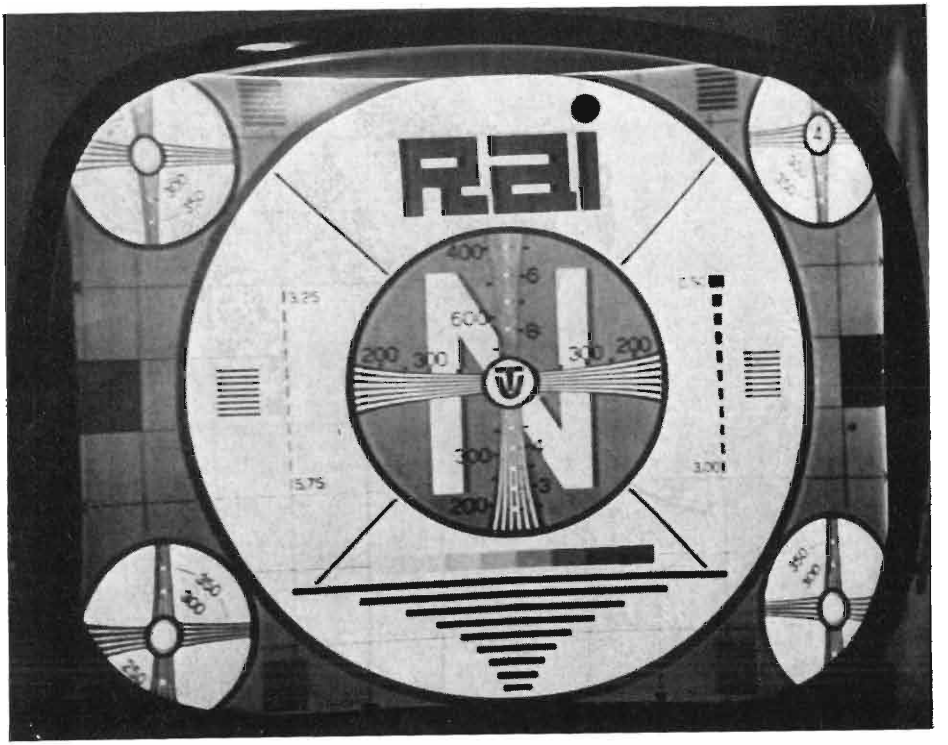
Con l'esame del circuito di alimentazione abbiamo passato in rassegna tutti i circuiti che compongono un televisore.



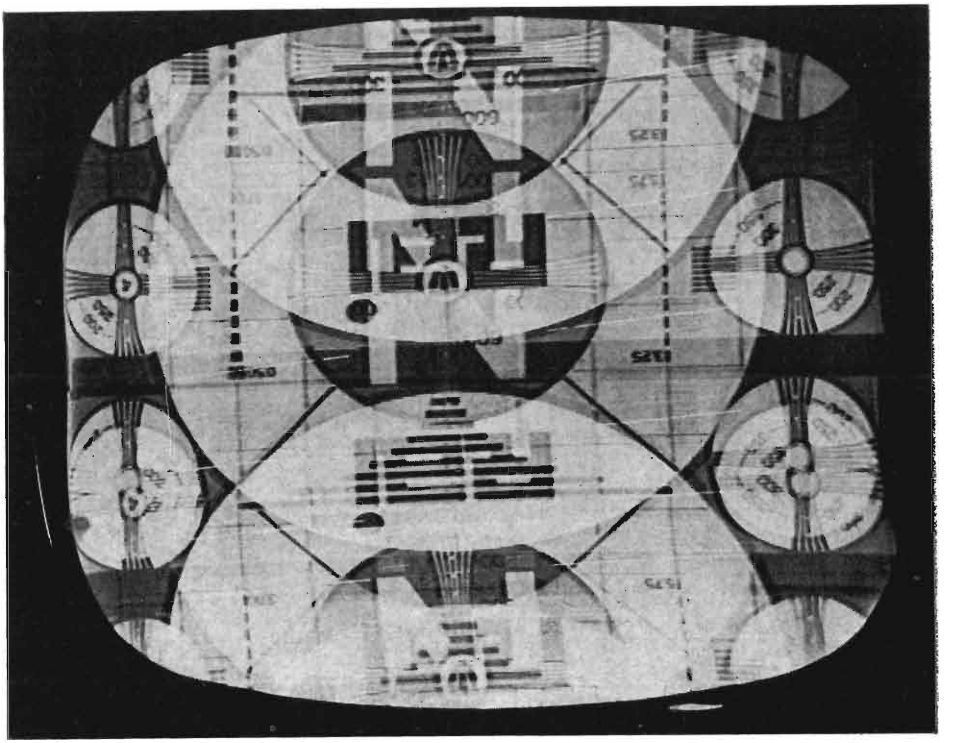
Tav. VII - Immagine mal sintonizzata.



Tav. VIII. – Segnale molto forte con conseguente eccessivo contrasto.



Tav. IX. - Giusta ampiezza del segnale in antenna. Scarse le tensioni di deflessione.



Tav. X. - Mancanza del sincronismo verticale.

CAPITOLO VI

I COMANDI DEL TELEVISORE

Prendiamo in esame nel presente capitolo i comandi e gli organi di taratura di un televisore. Incominciamo dal gruppo a radio-frequenza. I comandi veri e propri di questo gruppo sono raggruppati in una sola manopola che compare all'esterno del televisore tramite un albero coassiale. La parte interna di quest'albero serve ad ottenere il passaggio da un canale all'altro. Tale comando è a scatti in quanto, come sappiamo, fa ruotare di un certo angolo tutto il tamburo che supporta le bobine di sintonia. L'altra manopola calettata esternamente sull'albero centrale serve per ottenere la perfetta sintonia dell'oscillatore locale nell'ambito della gamma precedentemente prescelta. Questi comandi sono generalmente posti nella parte frontale del televisore e sono di uso comune per l'utente. Vi sono poi in questo gruppo oltre ai vari organi di regolazione per la taratura, da effettuarsi con l'ausilio di strumenti che descriveremo nel cap. X, anche un comando per una particolare messa a punto dell'oscillatore. Esso è costituito da un piccolo nucleo di ottone avvitato entro le bobine dell'oscillatore locale. La sua posizione rispetto le bobine determina una variazione dell'induttanza di esse e quindi serve ad ottenere un avvicinamento al punto ottimo di lavoro dell'oscillatore. La sintonia perfetta viene ottenuta con il comando manuale prima descritto. Quest'ultima regolazione è bene sia eseguita da un tecnico, con l'ausilio del monoscopio e mai dall'utente. Come già detto per eseguire questa regolazione non vi è alcun bisogno di strumenti, basta servirsi del monoscopio. In taluni televisori è montato un gruppo *VHF* con la sintonia automatica. Questa è ottenuta con un diodo varicap il quale agisce sul circuito dell'oscillatore locale, e varia la sua capacità in funzione della tensione applicata ai suoi estremi. La normale tensione impiegata viene fornita dal *CAG*. Nella parte posteriore del televisore è posto un potenziometro che regola il livello della tensione applicata a questo

diodo. Anche questo potenziometro è bene sia manovrato soltanto da persona esperta. Il suo controllo e la relativa messa a punto si ottengono con il solo ausilio del monoscopio.

43. Il gruppo UHF.

Il gruppo *UHF* previsto per la ricezione, del secondo programma, viene normalmente inserito tramite un comando a pulsante posto quasi sempre sul frontale del televisore. Questo comando è costituito da un commutatore che esegue la inserzione e la disinserzione vicendevole dei due gruppi del primo e del secondo programma. Il gruppo per la ricezione delle frequenze *UHF* ha il comando per la sintonia che agisce su una serie di apposite capacità variabili. Questo comando è di normale uso per l'utente, va regolato sempre con l'ausilio del monoscopio ed è sistemato generalmente nella parte frontale o su di un lato del televisore, sempre comunque in una posizione facilmente accessibile. Altri organi di regolazione sono da usarsi solo da personale esperto con l'ausilio di opportuni strumenti.

44. L'amplificatore di frequenza intermedia.

L'amplificatore di frequenza intermedia di un televisore è regolabile in parecchi punti, cioè precisamente ad ogni trasformatore di media frequenza. Tutti questi punti di regolazione o taratura devono essere controllati e messi a punto con l'ausilio di appositi strumenti. Unico comando manuale di questo gruppo che compare sulla parte frontale del televisore è il comando di contrasto. Questo comando costituito da un normale potenziometro può agire variando tanto il guadagno degli stadi di media frequenza quanto quello dello stadio finale. Le fig. 154 e 155 illustrano i due casi. Altri comandi che agiscono indirettamente sull'amplificatore di frequenza intermedia, anche se applicati ad altri circuiti, sono il comando per la regolazione della sensibilità. Come si è visto parlando del circuito del *CAG*, tale comando è costituito da un semplice commutatore posto sempre nella parte posteriore del televisore per l'uso assai poco frequente che se ne fa. Questo commutatore può essere usato anche dall'utente. Altro comando assai simile al precedente, è quello che regola la sensibilità della foto resistenza talvolta impiegata nel *CAG*, la cui funzione è descritta in quel capitolo. Anche questo comando è costituito da un potenziometro posto nella parte posteriore del televisore. La sua regolazione viene effettuata con l'ausilio del monoscopio, ed è bene sia fatta da personale esperto.

45. Il tubo a raggi catodici.

Con l'impiego dei moderni tubi a raggi catodici senza trappola ionica ed a focalizzazione elettrostatica, la regolazione di questi tubi si è ridotta all'im-

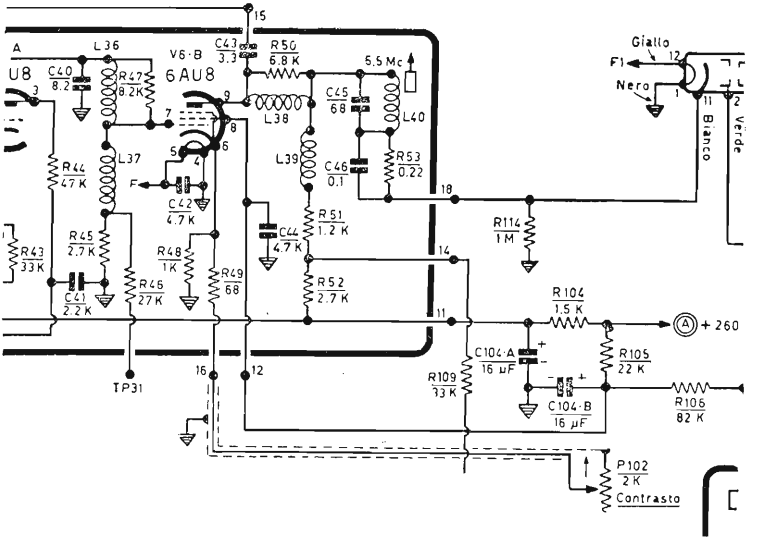


Fig. 154 - Regolazione del contrasto per ricevitore televisivo tipo Geloso.

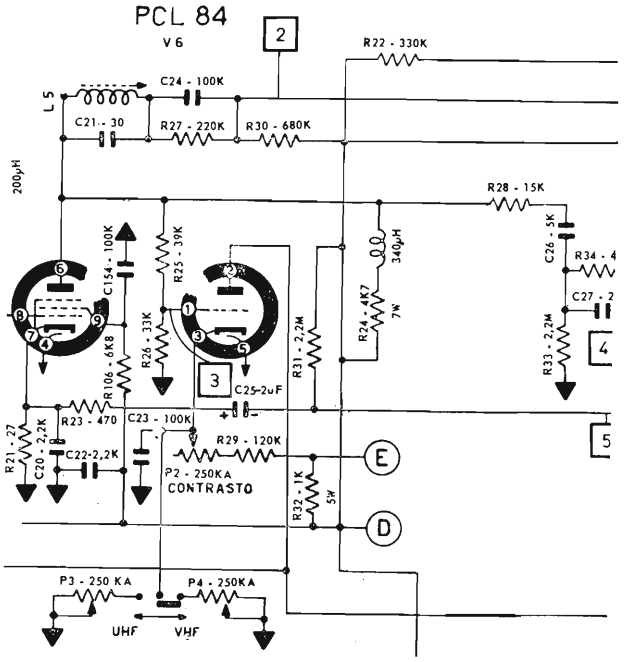


Fig. 155. – Regolazione del contrasto per ricevitore televisivo tipo Sinudyne.

piego dei due potenziometri, uno, per la luminosità e l'altro per la focalizzazione. Il primo fa parte dei comandi frontali del televisore, il secondo è invece posto nella parte posteriore. Il primo è normalmente usato dall'utente, il secondo invece va regolato una volta tanto con l'ausilio del monoscopio ed è bene che l'utente non lo manometta.

46. **Circuito di deflessione verticale.**

Gli organi di regolazione del circuito di deflessione verticale, come già sappiamo, sono normalmente tre. Con la perfezione raggiunta dai moderni televisori essi sono di uso assai poco frequente tanto è vero che sono posti generalmente tutti nella parte posteriore del televisore. Essi sono: il regolatore di frequenza verticale che può essere usato anche dall'utente; il regolatore di ampiezza ed il regolatore di linearità posti in modo da essere usati, come è consigliabile, solo da un esperto. La regolazione di questi due ultimi comandi va effettuata con l'ausilio del monoscopio oppure con l'aiuto di una immagine generata da un apposito strumento detto generatore di barre. Altre regolazioni per una perfetta messa a punto dell'immagine si ottengono con l'impiego e la messa a punto di opportuni magneti sistemati intorno al giogo. È superfluo dire che questa messa a punto deve essere eseguita da un tecnico con l'ausilio dello strumento sopraccitato o meglio ancora, del monoscopio.

47. **Circuiti di deflessione orizzontale.**

Anche per il circuito di deflessione orizzontale gli organi di comando e regolazione sono tre: frequenza, linearità e ampiezza. Come per il circuito di deflessione verticale questi comandi sono sistemati nella parte posteriore del televisore. La regolazione della frequenza si può ottenere agendo su di un potenziometro che faccia parte della costante di tempo di polarizzazione della valvola oscillatrice, oppure variando tramite lo spostamento del nucleo l'induttanza della bobina dell'oscillatore. Questo regolatore è sistemato in modo d'essere accessibile anche all'utente. La regolazione della linearità e dell'ampiezza è ottenuta tramite le apposite bobine trattate nei precedenti paragrafi. La loro regolazione vuole fatta da persone esperte con l'ausilio di un generatore di barre o meglio ancora del monoscopio. Anche per il circuito orizzontale la linearità può essere corretta con l'impiego di appositi magneti che vogliono opportunamente sistemati. Per questi, la regolazione, va fatta da personale tecnicamente preparato e sempre facendo riferimento all'immagine del monoscopio.

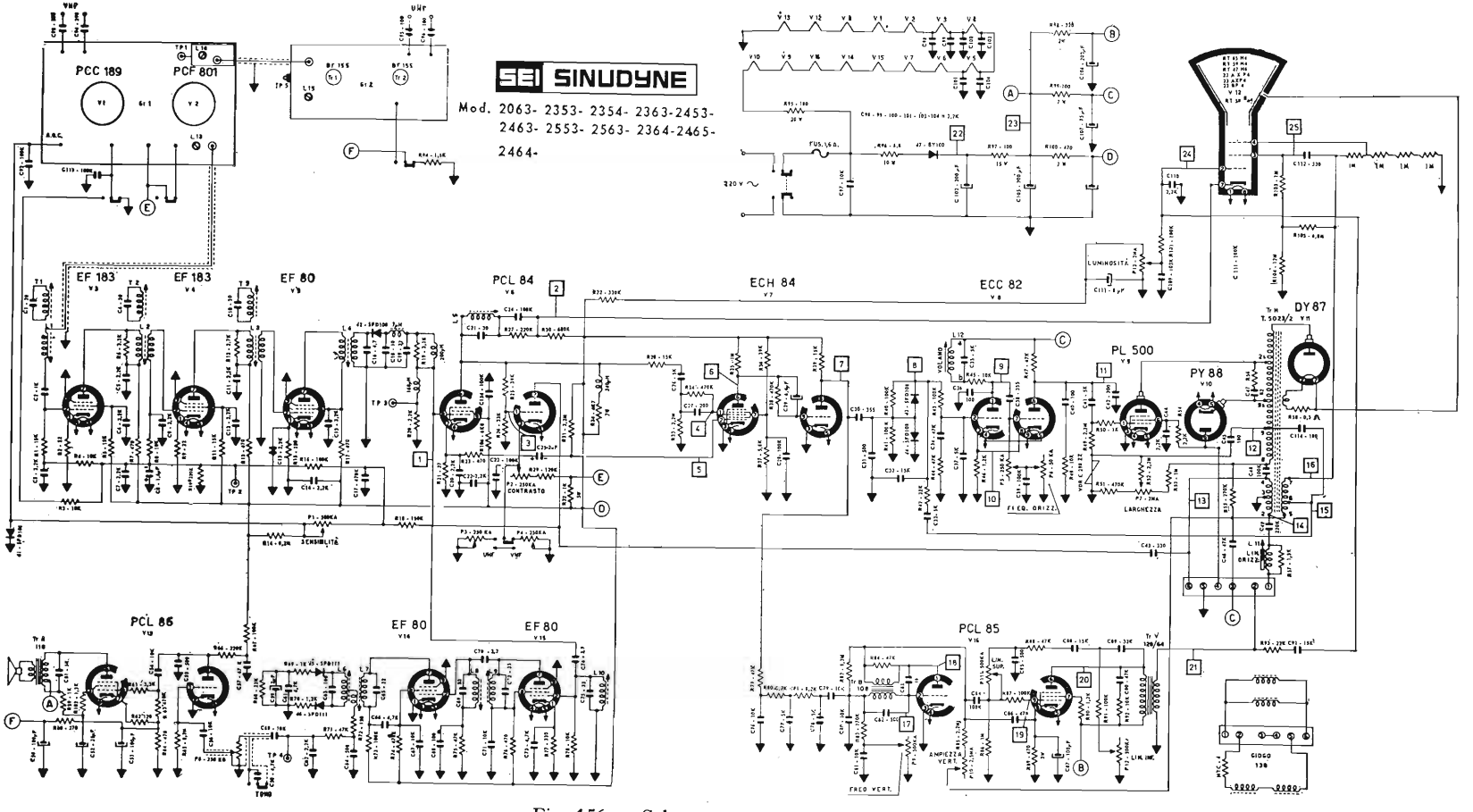


Fig. 156. – Schema completo di televisore.

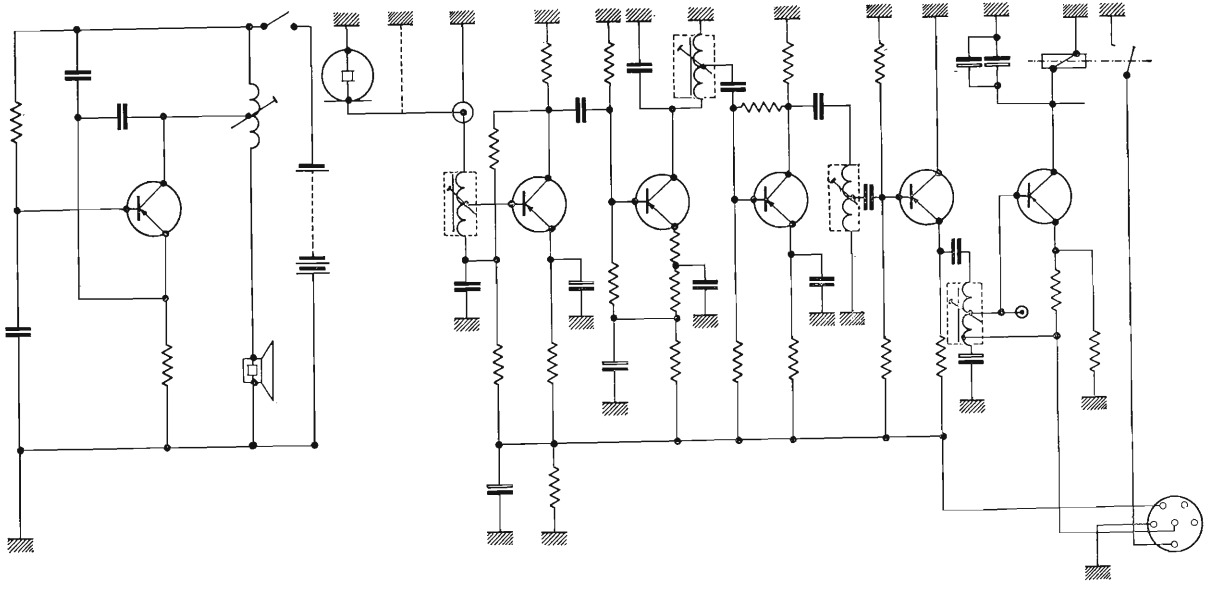


Fig. 157. – Comando a distanza ad ultrasuoni tipo Andovox.

48. **L'amplificatore audio.**

L'amplificatore audio è costituito come si è visto da due stadi a frequenza intermedia audio (5,5 MHz) da un rivelatore a rapporto e da un amplificatore di bassa frequenza. L'amplificatore audio ha generalmente un solo comando posto in posizione facilmente accessibile. Questo è costituito dal potenziometro del volume talvolta accoppiato al potenziometro che regola il tono. Altri organi di regolazione di questo stadio, sono i nuclei di taratura dei trasformatori di media frequenza. Questi vanno regolati da personale esperto con l'impiego di appositi strumenti. In taluni televisori, alcuni di questi comandi, sono portati a distanza tramite un cavo multiplo collegato ad una scatola nella quale sono montati un doppione dei comandi, cambio di canale, sintonia, e volume. La fig. 156 rappresenta lo schema di un televisore e i relativi organi di controllo. In altri televisori questi comandi sono portati a distanza tramite l'impiego di un circuito ad ultrasuoni. A disposizione dell'utente, viene messo un piccolo generatore capace di emettere fino a tre o quattro frequenze ultrasoniche. Internamente al ricevitore sono posti organi di ricezione e separazione di ognuno di questi segnali i quali vanno a comandare ciascuno un apposito trasduttore che a sua volta comanda l'organo di regolazione vero e proprio. In fig. 157 è riportato lo schema elettrico di uno di questi circuiti. Esso è molto semplice, infatti serve soltanto per la commutazione del programma di ricezione. Il principio di funzionamento resta però quello descritto. Pur nella sua semplicità si può notare come questo sistema apporti una notevole complicazione a tutto l'apparato televisivo. Nei moderni televisori dove si è ottenuta una notevolissima stabilità di tutti i circuiti, si tende a non introdurre componenti che possono in qualche modo compromettere questi risultati. Da ciò lo scarso successo di questi ultimi ritrovati.

CAPITOLO VII

IL MONOSCOPIO

49. Risoluzione verticale.

Nel capitolo precedente si è assai spesso chiamato in causa il monoscopio per le utilissime informazioni e riferimenti che esso può dare per la messa a punto e la regolazione dei circuiti del televisore. Il monoscopio infatti non è un disegno scelto a caso per indicare che in quel momento la stazione sta emettendo segnale anche, se non viene irradiato un vero e proprio programma, ma da esso si possono ricavare utilissime indicazioni che difficilmente appositi strumenti anche costosi potrebbero fornire. La fig. 158 rappresenta il monoscopio impiegato dalla RAI per le stazioni che irradiano il programma nazionale o il secondo programma, con l'aggiunta naturalmente rispetto al disegno di una *N* nel caso del programma nazionale e di un 2 nel caso del secondo programma. Queste due aggiunte hanno un valore puramente indicativo. Vediamo ora di esaminare nelle sue parti il monoscopio, e scoprire quali siano le informazioni che da esso si debbono trarre. Dalla parte del monoscopio rappresentato in fig. 159 si può controllare la risoluzione verticale fornita dal televisore. Detta risoluzione dipende dalla dimensione del punto luminoso generato dal fascetto elettronico sullo schermo, ed è definita dal numero di linee che si riesce a distinguere nella dimensione verticale dello schermo. Lo schermo è generalmente esplorato da circa 570 righe utili. Se il fascetto riesce a tracciarle tutte, separate e distinte, la definizione è massima. La sopraccitata figura ci dà la possibilità di valutare la risoluzione massima verticale. Essa è verificabile da due fasci di righe formati ciascuno da sette righe nere alternate a sei righe bianche. La parte più larga di questi fasci ha una dimensione pari a 8/100 dell'altezza dell'intero schermo, mentre la larghezza della parte più stretta corrisponde a 3/100 della stessa misura. Quando nel punto in cui

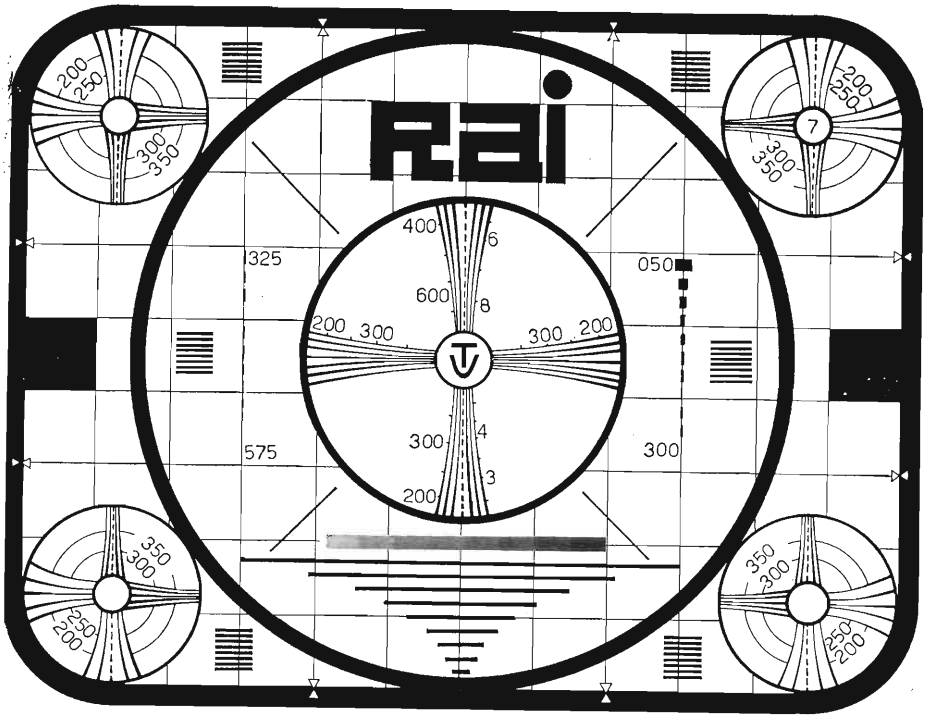


Fig. 158. – Monoscopio.

i due fascetti sono più stretti, tutte le righe sono chiaramente distinguibili, la risoluzione verticale risulta di 400 righe, e diminuisce mano a mano che, per distinguere nettamente le righe, ci si deve spostare verso la parte più larga del fascio.

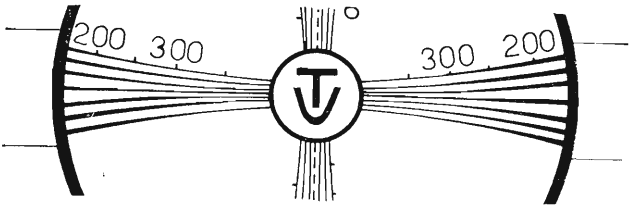


Fig. 159. – Parte di monoscopio che ci consente di valutare la risoluzione verticale.

50. **Risoluzione orizzontale.**

Anche la risoluzione orizzontale è controllabile dall'esame di due fasci di righe, quelli disegnati in fig. 160. In questo caso però i due fasci non sono uguali. La risoluzione orizzontale dipende come nel caso precedente dall'area del punto luminoso ed inoltre dalla gamma passante dell'amplificatore video.

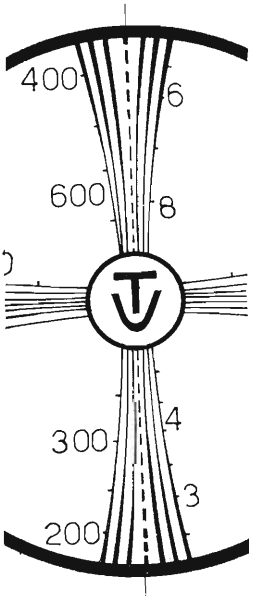


Fig. 160. – Parte di monoscopio che ci consente di valutare la risoluzione orizzontale.

Per questo, normalmente, anziché essere definita dal numero di righe definite come nel caso precedente, si preferisce valutarla in MHz di gamma passante. Consideriamo la parte inferiore del disegno dove è raffigurato un fascio uguale ai due orizzontali. Se si considerano distinguibili tutte le righe nella sua parte più stretta, sappiamo come nel caso precedente che esse occupano uno spazio pari al 3% dell'altezza dello schermo la quale come si ricorderà, è 3/4 della base. In senso orizzontale possono dunque distinguersi $13 \times \frac{100}{3} \times \frac{4}{3} = 577$ righe di cui 289 nere e 288 bianche. La larghezza di una riga bianca e una nera dà luogo ad un periodo, perciò i periodi che si hanno nell'intera lunghezza della base dello schermo sono all'incirca 288. Poiché il punto luminoso impiega a percorrere l'intera lunghezza dello schermo circa 53μ sec. La frequenza dell'onda quadra fondamentale è di $\frac{288}{50 \times 10^{-6}} = 5.760.000$ Hz = 5,76 MHz. Nessun televisore commerciale ha una gamma passante che garantisca una risposta di questo genere. Nei fasci di linee verticali del monoscopio con i quali è possibile controllare il potere risolutivo orizzontale, sono riportati sulla destra di chi guarda i valori indicati in MHz di gamma passante. Per avere una buona definizione è necessario che le linee risultino visibilmente separate l'una dalle altre almeno fino alla indicazione corrispondente a 4,5 MHz.

51. **Risposta alle frequenze basse.**

La risposta alle frequenze basse interessa le immagini o parti di immagini estese in senso orizzontale. Questo dato si controlla con il fascio di righe poste sotto il cerchio centrale (fig. 161) e con la serie di trattini posti ai lati del cerchio stesso. Una eventuale distorsione di fase alle basse frequenze comporterebbe come conseguenza lunghe code di seguito a queste righe più o meno estese. Data la loro dimensione, la più lunga di queste righe, corrisponde ad una frequenza di 19 KHz e la più corta a 301 KHz. Le righe e i trattini sopra considerati ci danno la possibilità di controllare la differenza di percorso di un eventuale segnale che determini una riflessione (seconda immagine molto

più sbiadita) sullo schermo. Per raggiungere questo scopo, si considera la riga o il trattino la cui lunghezza sia eguale alla distanza orizzontale esistente fra la immagine reale e quella secondaria. Il semiperiodo corrispondente a questa frequenza in MHz ci dà la differenza in μ sec. del tempo di propagazione. La striscia più breve corrisponde all'incirca ad un percorso di 500 m dell'aria e di 350 m in cavo. Con ciò si può (supponendo che ben difficilmente si possa

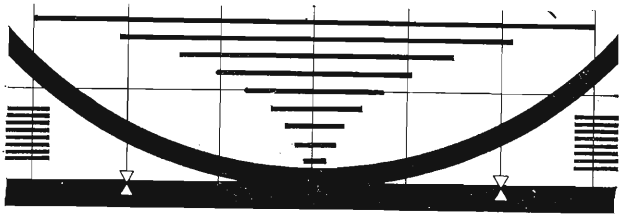


Fig. 161. – Parte di monoscopio che ci consente di valutare la risposta alle frequenze basse.

avere una lunghezza di discesa d'antenna superiore ai 350 m) stabilire se la riflessione avviene tramite un'onda stazionaria nel cavo o per causa di un ostacolo reale nell'aria. La presenza di oscillazioni parassite negli stadi dell'amplificatore video, si riscontrano invece tramite i trattini neri laterali. Il trattino la cui frequenza corrisponde a quella di oscillazione risulta seguito da parecchie immagini secondarie via, via estinguentesi (vedi fig. 162).

La riga formata da una serie di otto trattini di tinta diversa l'una dall'altra, (scala dei grigi), serve a stabilire una giusta proporzione fra la luminosità e il contrasto. Per avere la normalità e la giusta proporzione, le otto tinte devono essere tutte chiaramente distinguibili. L'esame dei quattro cerchietti riportati ai quattro angoli ci dà la possibilità di controllare le varie risoluzioni anche in quelle zone. L'intero monoscopio nella sua forma e dimensione ci permette il controllo, per le sue dimensioni, della linearità verticale, ed orizzontale dell'immagine, e quindi della giusta proporzione di essa sullo schermo.

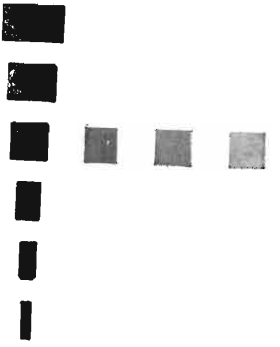


Fig. 162. – Il trattino seguito da diverse immagini ci indica il valore della frequenza che genera l'oscillazione parassita.

CAPITOLO VIII

LA TV A TRANSISTORI

Il televisore a transistor non differisce, nelle sue concezioni schematiche, da quello tradizionale a valvole. Lo schema di fig. 51 che riporta lo schema a blocchi di un televisore è dunque valido tanto se si tratta di un televisore a valvole quanto di un televisore a transistor. La realizzazione particolareggiata dei singoli blocchi, invece, contempla diverse differenziazioni dovute soprattutto alla struttura intrinseca del transistor. Come già si è appreso dallo studio dei precedenti volumi, i transistor presentano parametri e caratteristiche assai diversi di quelli delle valvole. È proprio in funzione di queste che vengono progettati i vari circuiti.

52. Il gruppo di alta frequenza.

La fig. 163 raffigura lo schema di un gruppo *UHF* e *VHF*. I transistor adottati sono del tipo *NPN* al silicio. Per la loro grande stabilità questi transistor, sono ormai l'unico tipo impiegato in televisione. Il primo transistor indicato in fig. 163 con la sigla T 301 ha la funzione di amplificatore a radio frequenza. Il circuito che lo precede all'ingresso del segnale posto fra emettitore e massa, serve ad adattare l'impedenza di antenna a quella di ingresso del transistor stesso. Il secondo di questi transistor (T 302) funge, come nel caso, del gruppo *UHF* a valvole, da oscillatore e miscelatore. In uscita di esso abbiamo il segnale convertito al valore di media frequenza, il quale, viene immesso nel gruppo *VHF*. Dalla stessa figura risulta chiaro che la sintonia è ottenuta dalla variazione di capacità di condensatori variabili coassiali che risuonano con opportune cavità. Anche in questo caso dunque, viene usato lo stesso criterio impiegato per i gruppi *UHF* a valvole e precedentemente considerati. Nella base del primo transistor è stata inviata la tensione del *CAG* la quale vi giunge tramite il commutatore di canale e sempre a mezzo di esso può essere inviata

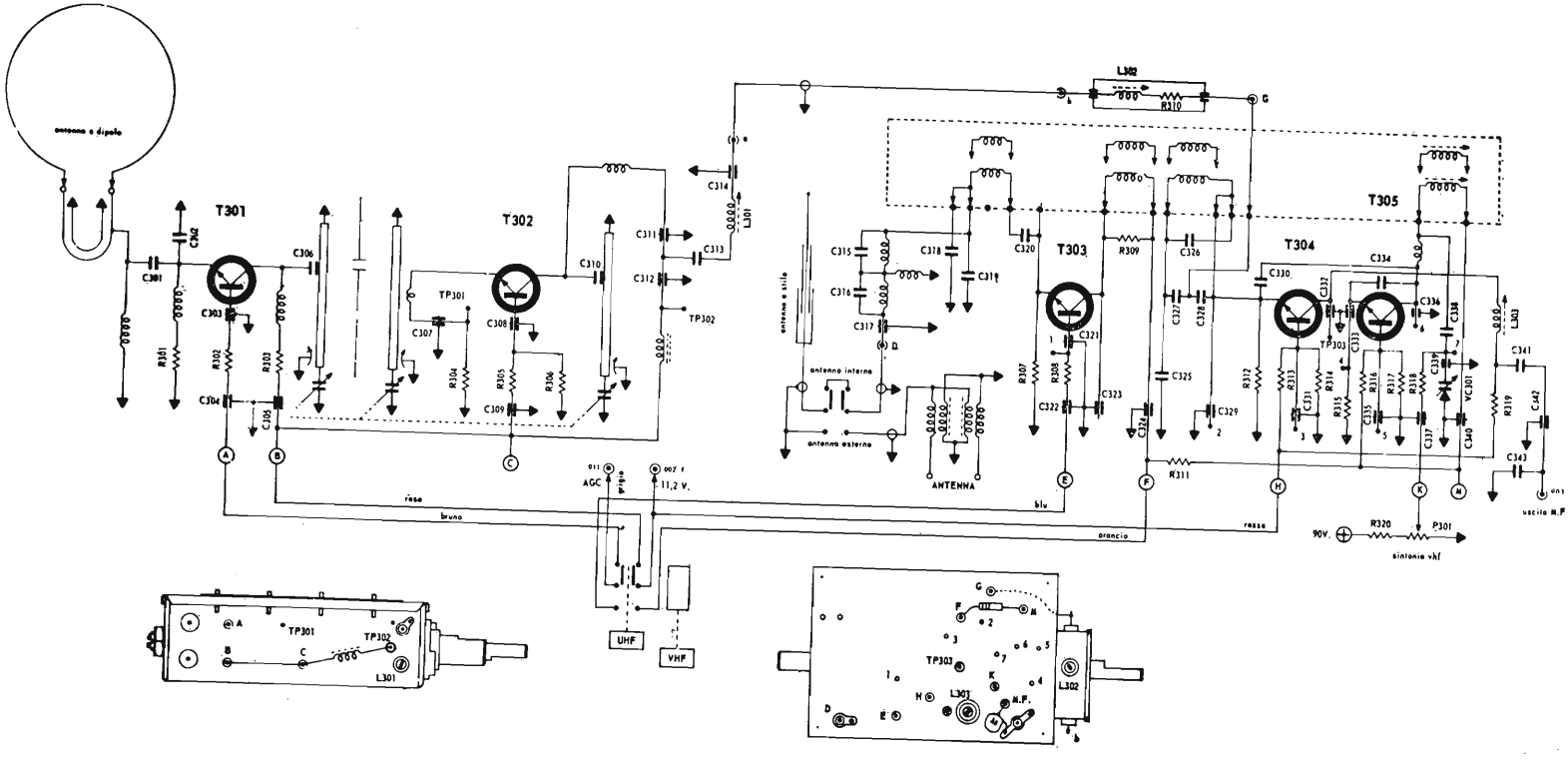
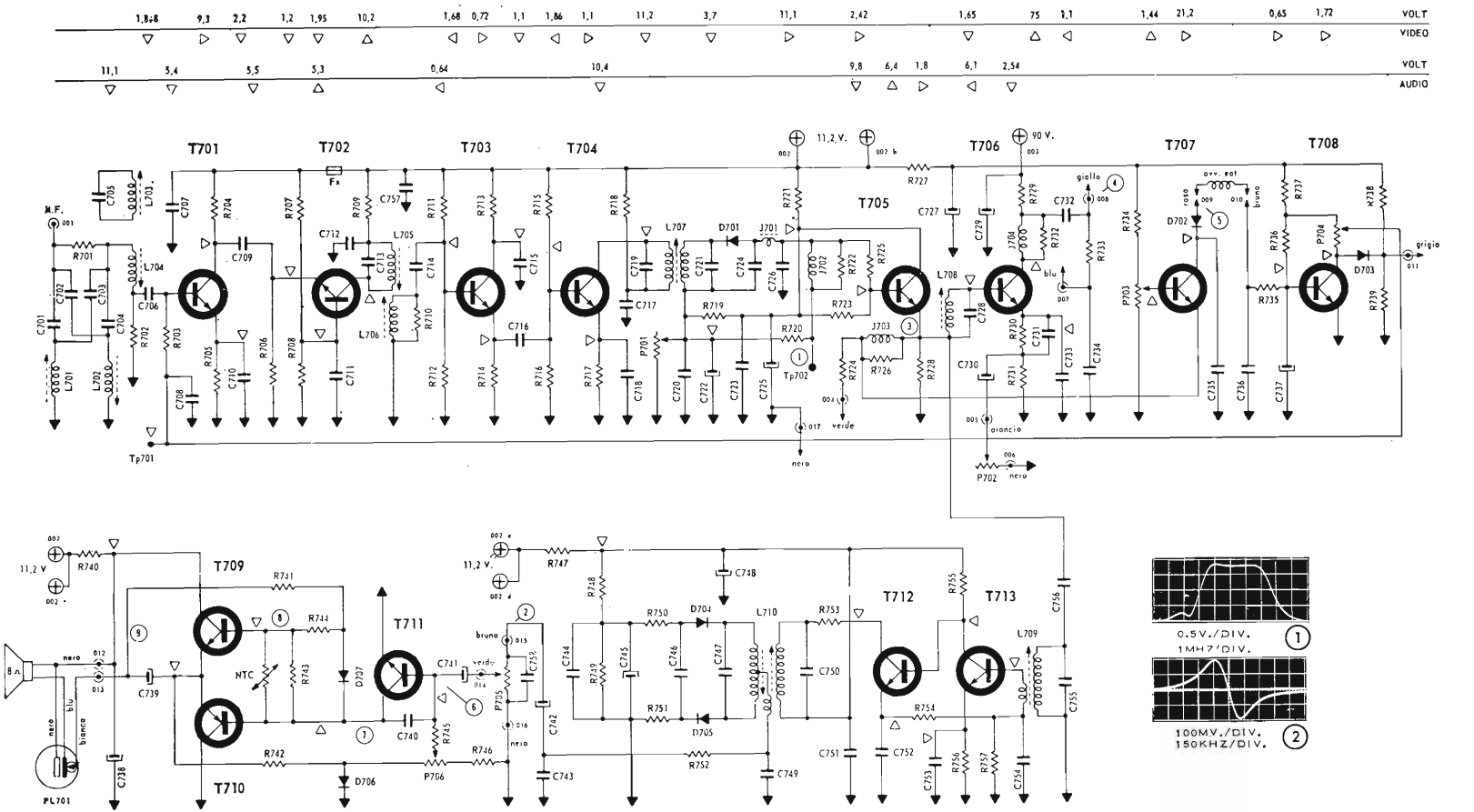


Fig. 163. – Gruppo *U H F* e *V H F*.


VOLT
VIDEO
VOLT
AUDIO
T701
T702
T703
T704
T705
T706
T707
T708
T709
T710
T711
T712
T713
M.F.
11,2 V.
90 V.
Tp701
Tp702
P702
PL701
NTC
0.5V./DIV.
1MHZ/DIV.
100MV./DIV.
150KHZ/DIV.
1 V./DIV.
5MS/DIV.
10 V./DIV.
5MS/DIV.
10 V./DIV.
10US/DIV.
0.02 V./DIV.
0.5MS/DIV.
2 V./DIV.
0.5MS/DIV.
2 V./DIV.
0.5MS/DIV.
2 V./DIV
0.5MS/DIV.

ai gruppi *UHF* o *VHF*. Il segnale convertito al valore di media frequenza video viene inviato al transistor miscelatore del gruppo *VHF*, l'unico funzionante durante la ricezione di frequenze *UHF*. Questo costituisce in questa circostanza il primo amplificatore a frequenza intermedia. Sempre nella fig. 163 è illustrato anche lo schema del gruppo *VHF*. Il primo transistor impiegato in questa parte di circuito (T 303) costituisce un amplificatore a radio frequenza. Il segnale viene immesso in esso fra emettitore e massa, mentre in base viene immesso tramite il commutatore precedentemente citato, il segnale del *CAG*. Anche in questo caso i circuiti che lo precedono hanno il compito di adattare l'impedenza di antenna, sia essa uno stilo o un dipolo, alla impedenza di ingresso del transistor. Il secondo transistor (T 304) funge da miscelatore. Al suo emettitore giungono il segnale proveniente dall'amplificatore a radio frequenza ed il segnale proveniente dall'oscillatore locale. Questa funzione è assolta dal terzo transistor (T 305). Tutti i circuiti precedentemente considerati sono stati ottenuti con il tipo di collegamento detto base a massa. Questo, perché con questa sistemazione in alta frequenza si ottiene una maggiore stabilità di funzionamento. La scelta del canale è ottenuta con il solito sistema del tamburo rotante. La sintonia fine invece è ottenuta tramite un potenziometro il quale fa variare la tensione ai capi di un diodo varicap posto in parallelo alla bobina risonante dell'oscillatore. Il segnale in uscita viene inviato all'amplificatore di media frequenza.

53. L'amplificatore a frequenza intermedia.

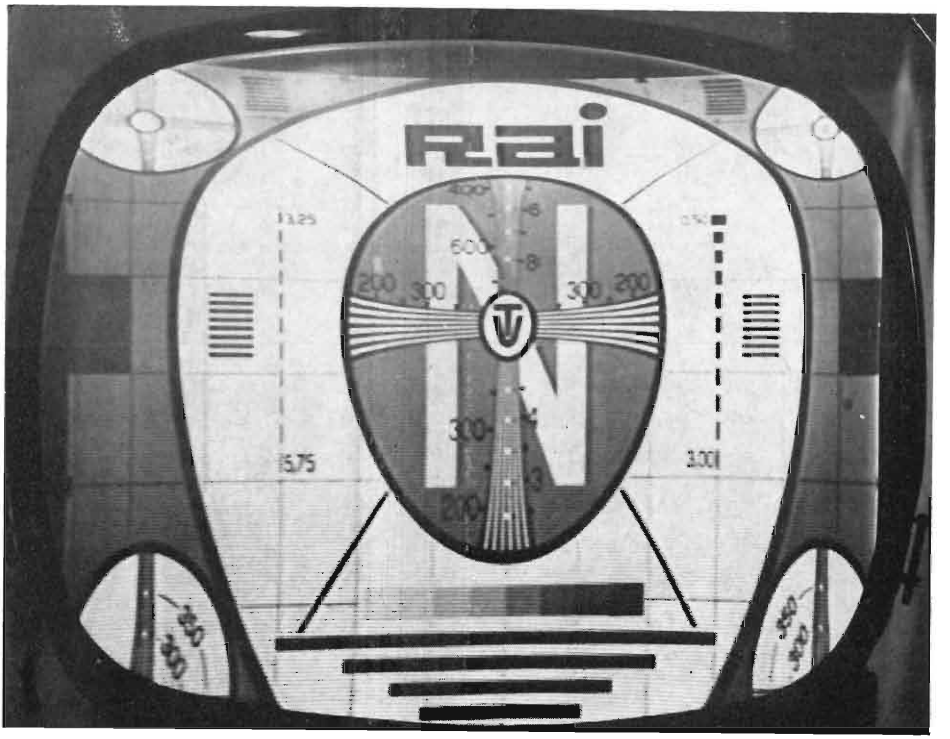
L'amplificatore a frequenza intermedia pur avendo le stesse funzioni e assolvendo agli stessi compiti del suo corrispondente nel caso di un televisore a valvole, ha un aspetto schematico riportato in fig. 164, assai diverso. Questo perché è necessario adattare le impedenze di ingresso e di uscita, notevolmente basse del transistor a quella dei circuiti filtro di banda che compongono l'intero amplificatore. In questo particolare caso, la gamma passante non è stata ottenuta con il criterio impiegato negli amplificatori a tubi elettronici, vale a dire accordando i vari circuiti di media frequenza a frequenze sfalsate fra di loro ed eseguendone poi la somma (vedi fig. 71). Si è preferito invece amplificare fino ad un determinato livello, l'intera gamma passante senza preoccuparsi dei limiti laterali della curva di risposta per poi stabilire questi limiti con due circuiti trappola. Nel caso di fig. 164 abbiamo il primo circuito di ingresso adatto alle esigenze sopra esposte, cioè adatto a lasciar passare la larga gamma passante necessaria al buon funzionamento del televisore, e porre il primo limite da uno dei lati della gamma. Accoppiato a questo circuito vi è il circuito parassita trappola il quale serve per abbassare l'ampiezza corrispondente alla portante audio. Seguono due transistor (T 701, T 702) accoppiati

fra di loro con il sistema a resistenza e capacità, il secondo dei quali è collegato con base a massa per garantire una maggiore stabilità. Il carico di questo secondo transistor è formato da un trasformatore a frequenza intermedia che serve appunto a garantire il giusto valore di frequenza e la regolare larghezza di banda passante. Seguono infine un transistor con uscita sull'emettitore per disaccoppiare i vari stadi (T 703) poi l'ultimo transistor a frequenza intermedia (T 704) il cui carico è rappresentato dal primario dell'ultimo trasformatore di media frequenza. Il secondario di questo trasformatore fa già parte del circuito di rivelazione.

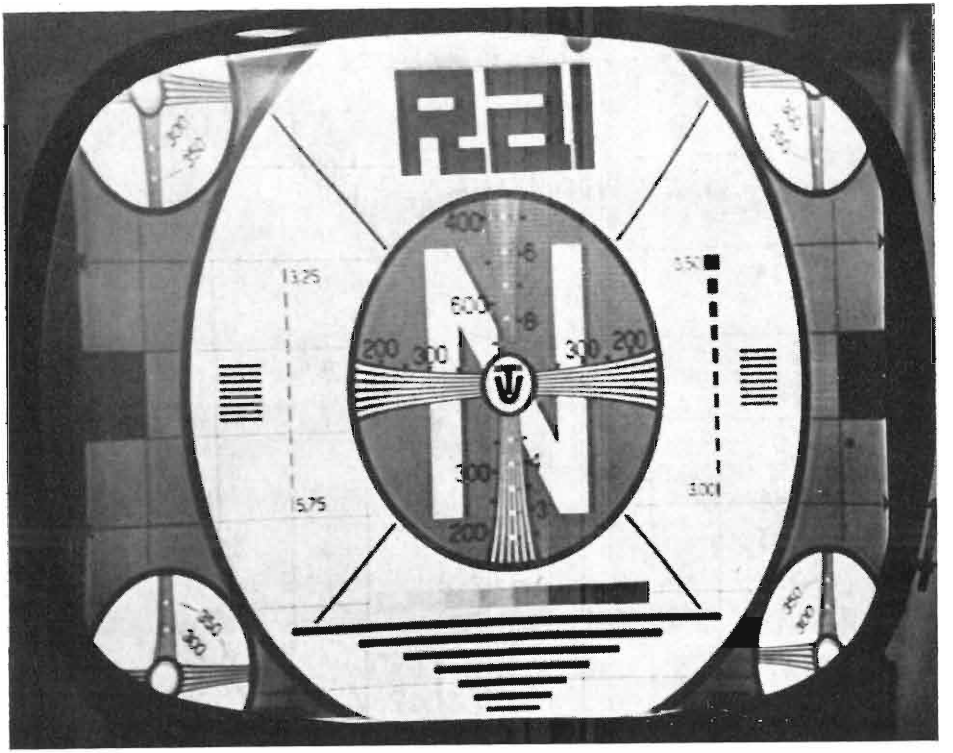
54. **Lo stadio rivelatore.**

Questo circuito, anch'esso riprodotto nella fig. 164 è un normale rivelatore per modulazione di ampiezza in cui sono presenti bobine di compensazione (J 701 e J 702). La rivelazione è ottenuta dal diodo (D 701). Segue questo circuito un transistor separatore (T 705). Dall'emettitore di quest'ultimo viene prelevato il segnale rivelato e inviato ai vari filtri per ottenere i picchi di sincronismo, il suono, e il segnale video, quest'ultimo dopo essere stato amplificato dal transistor (T 706) viene inviato al catodo del tubo a raggi catodici. Dal punto precedentemente considerato viene prelevato anche il segnale per essere inviato all'emettitore del transistor (T 707) il quale tramite il diodo (D 702) viene confrontato con i picchi di sincronismo prelevati dall'alta tensione e inviando poi la risultante al transistor (T 708) che ha la funzione di amplificatore del comando automatico di guadagno *CAG*. Dall'emettitore del transistor (T 707) viene pure prelevato un segnale per essere inviato ai circuiti di cancellazione che in seguito verranno trattati. Il potenziometro P 702 serve ad ottenere il comando di contrasto. Dal collettore del transistor (T 708) e controllata dal diodo D 703, parte la tensione del *CAG* per i gruppi di alta frequenza, e tramite il potenziometro P 704 che funge da regolatore manuale di sensibilità, parte il segnale per il primo stadio di media frequenza. Dall'emettitore del transistor (T 705) dopo essere stato convertito al valore di media frequenza suono (5,5 MHz) dal diodo rivelatore, parte il segnale suono il quale viene filtrato e separato dai picchi di sincronismo e dal segnale video dal primo trasformatore di media frequenza audio, accordato come è noto al valore di 5,5 MHz. Segue un'amplificatore del tipo in continua opportunamente controreazionato formato dai transistor (T 712 e T 713). Viene poi il rivelatore a rapporto per la separazione del segnale suono dalla portante. Seguono infine uno stadio preamplificatore costituito dal transistor T 711 poi lo stadio finale di potenza di BF del tipo a simmetria complementare formato dai transistor T 709 e T 710. Il

Tav. XI. – Mancanza del sincronismo orizzontale.



Tav. XII. – Mancanza di linearità verticale.



Tav. XIII. - Mancanza di linearità verticale e ampiezza verticale eccessiva.

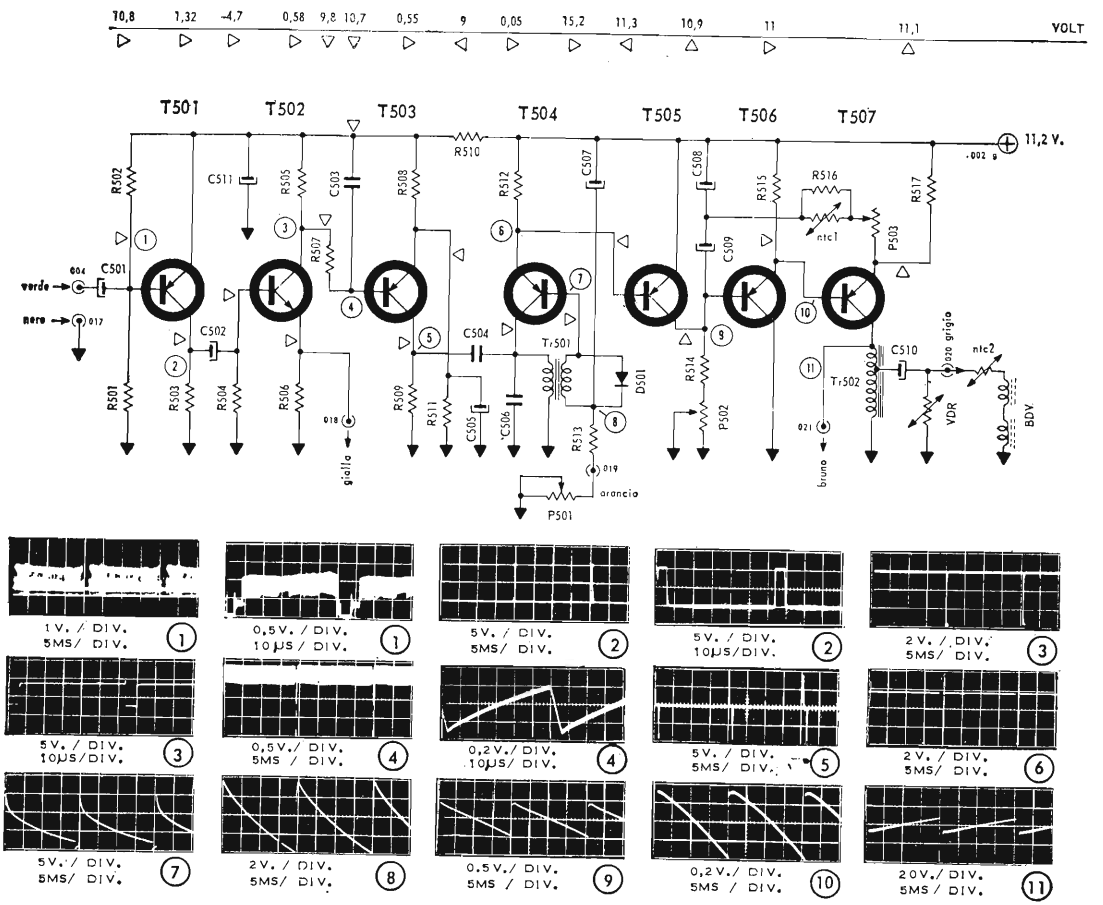
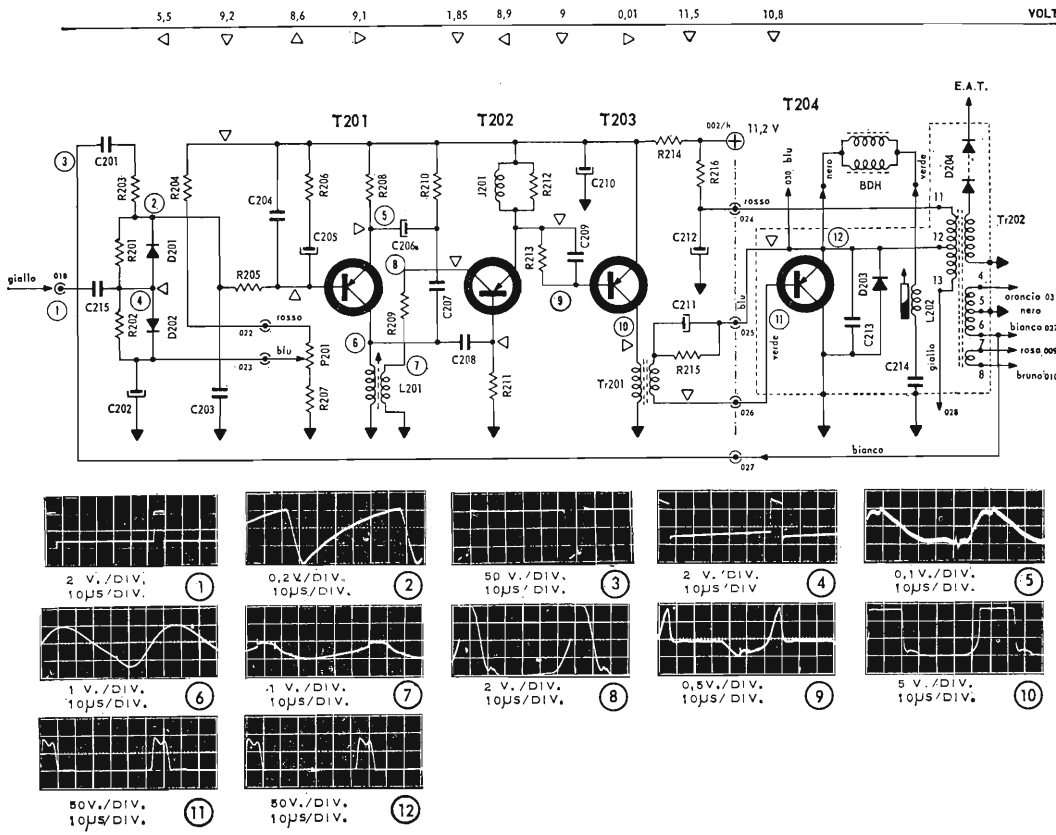


Fig. 165. – Circuito separatore e sincronismo verticale.

potenziometro P 705 è il regolatore di volume, mentre il potenziometro P 706 regolando il valore di controreazione funge anche da variatore di tono.

55. **I circuiti separatore e sincronismo verticale.**

Dal transistor T 705, della precedente figura, una parte del segnale, viene prelevato e inviato al circuito separatore dei sincronismi fig. 165. Il transistor T 501 di questa figura, funge da separatore e amplificatore dei picchi di sincronismo, infatti mentre in base di esso si ha il segnale video completo, sul suo collettore sono presenti soltanto i picchi di sincronismo. Il transistor T 502 che segue, ha il compito di invertire e amplificare. Al suo collettore



2 V./DIV. 10μs/DIV. (1)
0,2 V./DIV. 10μs/DIV. (2)
50 V./DIV. 10μs/DIV. (3)
2 V./DIV. 10μs/DIV (4)
0,1 V./DIV. 10μs/DIV. (5)
1 V./DIV. 10μs/DIV. (6)
1 V./DIV. 10μs/DIV. (7)
2 V./DIV. 10μs/DIV. (8)
0,5 V./DIV. 10μs/DIV. (9)
5 V./DIV. 10μs/DIV. (10)
50 V./DIV. 10μs/DIV. (11)
50 V./DIV. 10μs/DIV. (12)

Fig. 166. – Circuito di deflessione orizzontale e *E A T*.

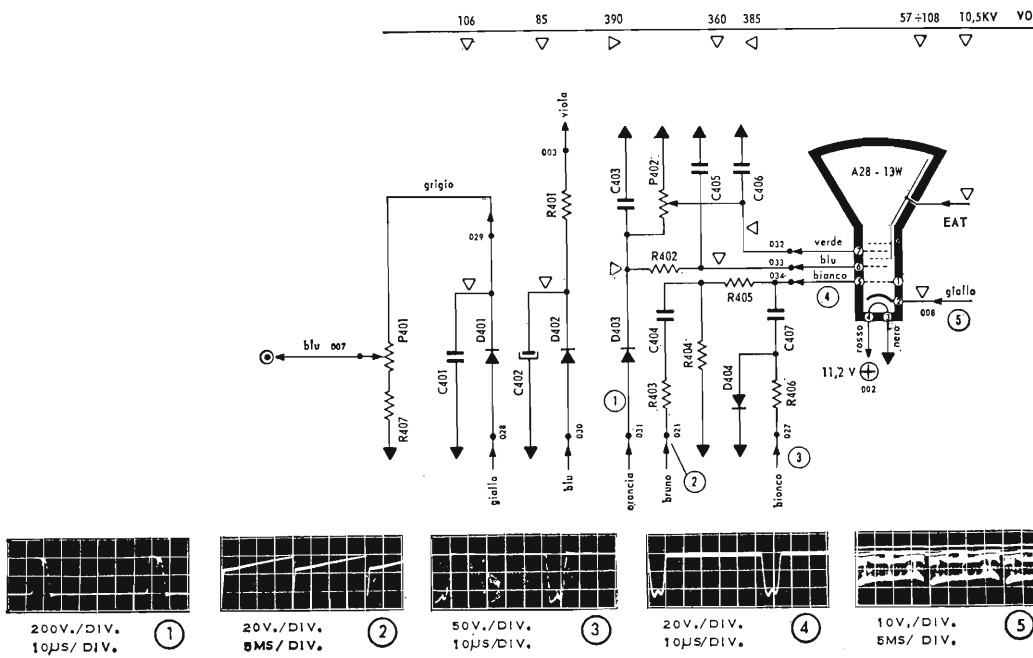


Fig. 167. – Circuiti di cancellazione.

vengono infatti prelevati i segnali capovolti rispetto a quelli d'ingresso, mentre al suo emettitore sono presenti i segnali con la fase originale da inviare al circuito di deviazione orizzontale. Il transistor T 503 lavora come amplificatore e trasferisce il segnale che esso ha in uscita al trasformatore dell'oscillatore bloccato verticale in modo da costituirne il pilotaggio e regolare la frequenza che esso produce per mantenerne il giusto sincronismo. La resistenza R 507, il condensatore C 503, la resistenza R 509 ed il condensatore C 504 fungono da circuito integratore dei segnali di sincronismo di quadro. Il transistor T 504 assieme al trasformatore Tr 501, formano l'oscillatore bloccato generatore della frequenza di quadro. Il potenziometro P 501 serve da regolatore manuale di detta frequenza. Segue il transistor T 505 che è un normale amplificatore sul cui collettore, il potenziometro P 502 costituisce il regolatore di ampiezza verticale. Il transistor T 506 ha il compito di separare e adattare l'impedenza per l'ingresso del transistor finale di potenza T 507. Il potenziometro P 503 è il regolatore della linearità verticale. Le resistenze *VDR* e *NTC* hanno funzione di protezione e regolazione automatica dello stadio finale.

56. Il circuito di deflessione orizzontale. L'EAT.

Il segnale prelevato dall'emettitore del transistor T 502 della precedente figura viene inviato al comparatore di fase dove giunge pure il segnale proveniente dal trasformatore di riga, e con questo confrontato (fig. 166). La tensione risultante da questo confronto, viene inviata al transistor a reattanza T 201 che ha il compito di pilotare l'oscillatore alimentato dal transistor T 202. Segue lo stadio separatore costituito dal transistor T 203 sul cui collettore è collegato il primario del trasformatore pilota del transistor T 204, finale di riga. Il potenziometro P 201 è il regolatore manuale di frequenza orizzontale. Il diodo D 203 funge da damper. Il diodo D 204 è il raddrizzatore della tensione *EAT*. La bobina L 202 serve per la regolazione della linearità, mentre le varie uscite libere del trasformatore di riga riportate in figura, servono a fornire le tensioni per le cancellazioni e per il comando automatico di guadagno. Le bobine indicate con la sigla *BDH* rappresentano il giogo di deflessione orizzontale.

57. I circuiti di cancellazione.

La fig. 167 rappresenta il tubo a raggi catodici del televisore e i circuiti che interessano il funzionamento del suo cannone elettronico. Per poter seguire con sufficiente chiarezza la loro funzione, è necessario vedere, com'è nella realtà questo circuito nel contesto generale dello schema. Il potenzio-

metro P 410 è il regolatore manuale di luminosità in quanto regola il potenziale continuo del catodo, mentre quello di griglia, rimane costante. In griglia controllo giungono soltanto i segnali di cancellazione provenienti dai circuiti di deflessione di riga e di quadro. Il potenziometro P 402 serve a variare il potenziale dell'ultimo anodo acceleratore del cannone elettronico costituendo così il regolatore manuale di focalizzazione.

58. **Il circuito di alimentazione.**

Il circuito di alimentazione di un televisore a transistor va particolarmente curato in quanto come sappiamo, i transistor sono particolarmente sensibili e si deteriorano con estrema facilità quando vengono sottoposti a tensioni di

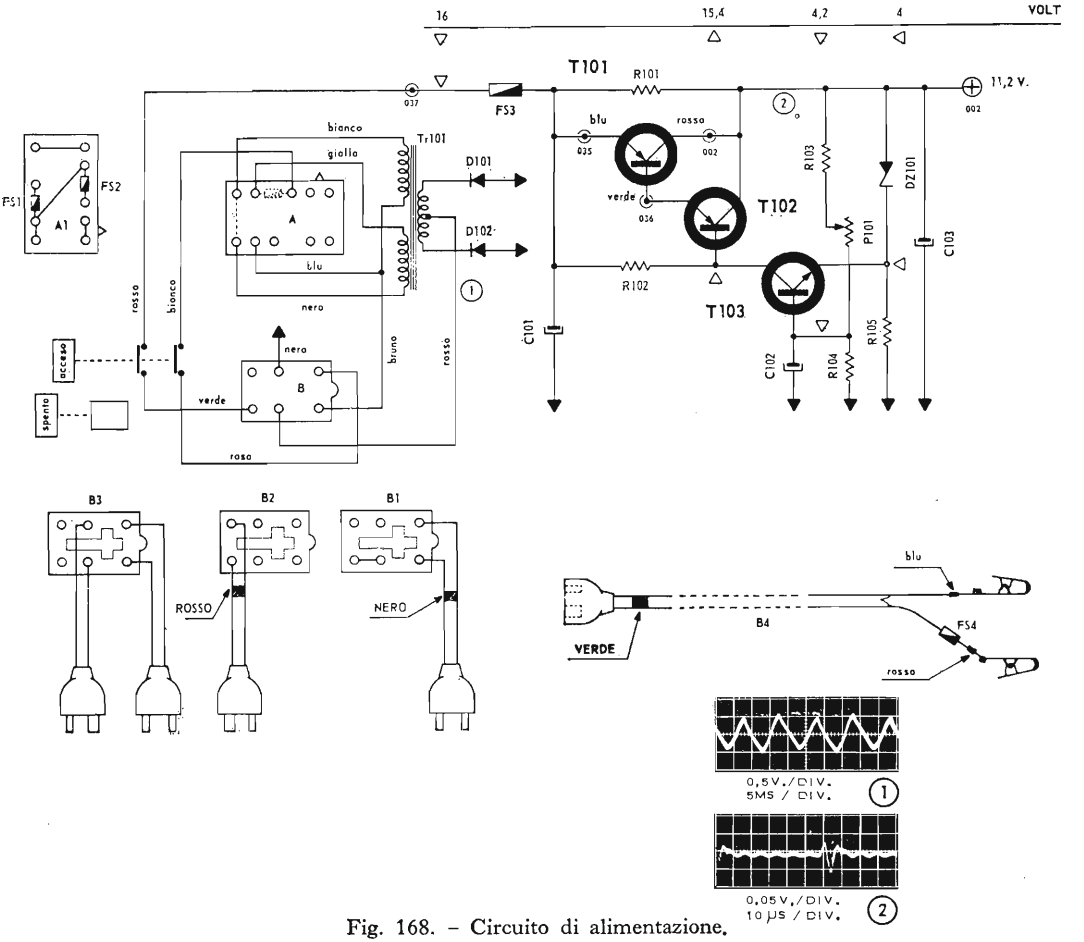


Fig. 168. – Circuito di alimentazione.

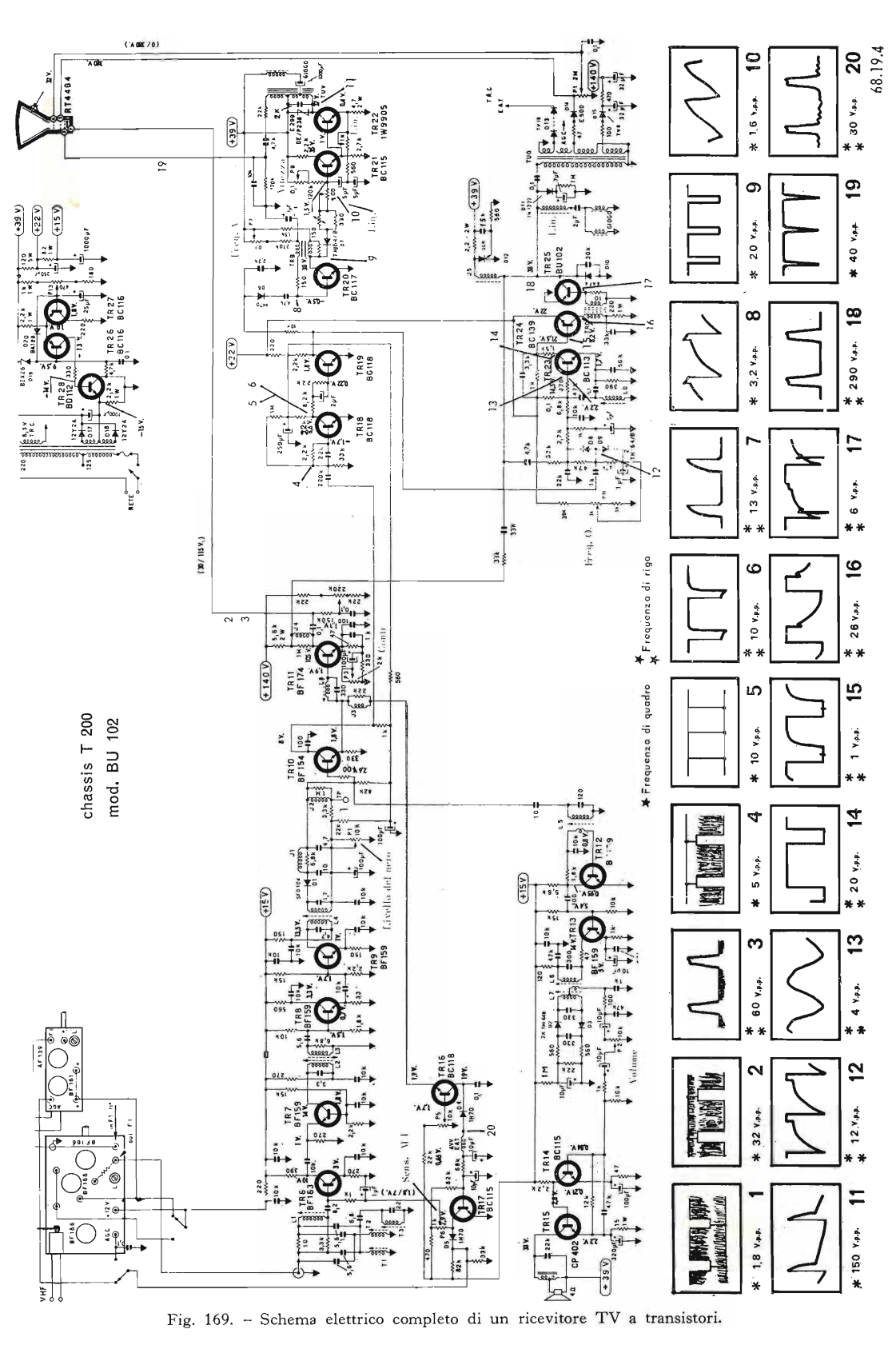


Fig. 169. – Schema elettrico completo di un ricevitore TV a transistori.

alimentazione che non siano quelle idonee. Per questa ragione, il circuito di alimentazione, oltre che essere costituito da un normale rettificatore della tensione alternata, è seguito da un circuito elettronico per la stabilizzazione automatica della tensione. Questo circuito è riportato in fig. 168. La tensione di pilotaggio o confronto è ottenuta dal diodo Zener DZ 101. I transistor T 103 e T 102 sono amplificatori per il pilotaggio del transistor di potenza T 101 regolatore vero e proprio della tensione. Nella fig. 169 è riportato lo

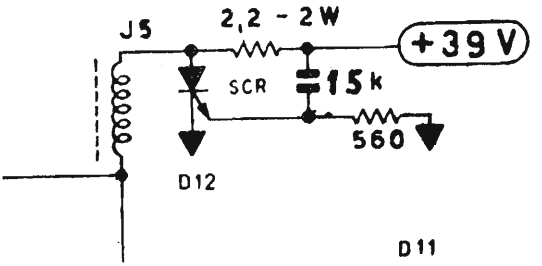


Fig. 170. – Circuito di protezione del transistor finale di righe.

schema reale di un altro televisore interamente transistorizzato realizzato dalla stessa casa. Dall'esame complessivo di esso, risulta notevole la similitudine dei circuiti che lo compongono con quelli dei televisori a tubi elettronici. Un circuito particolarmente interessante di questo ultimo schema, è quello riportato in fig. 170. Questo circuito serve a proteggere il transistor finale di potenza per la deflessione di riga da eventuali sbalzi della tensione di alimentazione causati soprattutto da errato collegamento al valore giusto della rete di alimentazione. Da quanto sopra esposto è auspicabile che la conoscenza dei circuiti di un televisore transistorizzato siano facilmente comprensibili al pari di quelli di un televisore a valvole. La tecnica di riparazione e manutenzione richiedono naturalmente esperienza e conoscenza adeguate.

CAPITOLO IX

CENNI SULLA TELEVISIONE A COLORI

Premessa.

Siamo ormai al varo delle trasmissioni per la TV a colori. Purtroppo non è ancora stato accettato un sistema unificato da adottarsi in Europa, per permettere, fra l'altro, anche gli scambi di programmi in Eurovisione. I sistemi attualmente in discussione sono fondalmentalmente tre: il sistema *NTSC*, proposto dalla National Television System Committe, (nella quale ha notevole importanza la RCA) approvato dalla FCC (Federal Comunications Commisions) ed applicato ufficialmente in America, il 7 dicembre 1953 e più tardi in Giappone; il sistema *PAL* (Phase Alternating Line) di recente ideazione (1962), ancora in corso di modifiche e di ricerche, proposto dalla società Telefunken è stato recentemente adottato in Germania: il sistema *SECAM* (Sequentiel à mèmoire), proposto dalla Compagnie Francaise de Television.

I sistemi *PAL* e *SECAM*, ancora in fase di ricerche e di modifiche, derivano sostanzialmente dal sistema *NTSC*, il più ricco di esperienza ed attualmente il più diffuso. Essi hanno in comune al sistema americano le seguenti caratteristiche:

a) i segnali di *luminanza*, ossia il segnale televisivo denominato Y, che contiene le variazioni di luminosità dell'immagine a bianco e nero, disgiunti da quelli del colore, denominati Q ed I;

b) i segnali di *colore*, costituiti da due segnali di *crominanza*; segnale Q, che riproduce le informazioni dell'immagine di colore *verde* o *porpora*; segnale I, che riproduce le informazioni di colore *arancio* o *ciano*. I due segnali Q e I permettono, mediante loro combinazioni, di ottenere i colori fondamentali: *rosso*, *verde* e *blu* e qualunque altro colore, in modo da riprodurre fedelmente nel cinescopio tricromico i colori dell'immagine esplorata;

c) i tre sistemi sono *compatibili*, ossia, durante una trasmissione a colori, i sistemi permettono di ricevere lo stesso programma in bianco e nero da parte dei normali televisori in bianco e nero;

d) la sottoportante di colore, nei tre sistemi, seppure con lievi differenze di frequenza a seconda del sistema impiegato, viene fissata nella parte più elevata dello spettro di frequenze video. Anche per la TV a colori, così come per quella a bianco e nero (detta anche monocromatica), la banda occupata dalle video frequenze è di circa 5 MHz.

Dopo quanto è stato premesso ai punti *a*, *b*, *c*, *d*, si può intendere che, date le lievi differenze che sussistono fra i tre sistemi, è sufficiente studiarne esaurientemente uno e ricavare la spiegazione degli altri due per semplice confronto con il primo, il quale può senz'altro essere fissato in quello *NTSC*, da cui gli altri sistemi derivano. Infine notiamo che il sistema di televisione in bianco e nero non trasmette e riproduce fedelmente le caratteristiche di una scena, in quanto l'insieme dei colori della scena stessa è subordinato fra i colori bianco e nero, tramite una tonalità di grigi. L'immagine riprodotta dal televisore a colori, invece, è piacevole, perché conserva la naturale vivacità dei colori e la realtà dell'ambiente, permette allo spettatore di apprezzare particolari, che purtroppo facilmente sfuggono nell'immagine riprodotta in bianco e nero specialmente, se non si sono curati bene i controlli di *luminosità* e di *contrasto*. Infatti, la differenza dei colori fra oggetti vicini conferisce alla scena proprietà di tridimensionalità, certamente non percepibili in bianco e nero. Ultima considerazione da anteporre allo studio del colore è la seguente. La televisione in bianco e nero (monocromatica) fornisce, se ben regolata circa il 90% dei dettagli di un'immagine. Ora, siccome il canale televisivo per la TV a colori deve essere di circa 7 MHz, ossia come quello della TV monocromatica, e poiché l'occhio vede i particolari di una scena in bianco, grigio o nero anche se la scena è riprodotta a colori, i tre sistemi prevedono, la trasmissione a colori per le zone più grossolane dell'immagine e la trasmissione in bianco e nero per le zone più particolareggiate dell'immagine stessa. Queste ultime forniscono, come si sa, il dettaglio dell'immagine.

59. **Il colore.**

Newton, durante le sue ricerche sulla fisica, scoprì che la luce « *bianca* » proveniente dal sole non è una luce pura, ma un miscuglio di colori diversi che compongono l'arcobaleno. Tali colori sono: *il rosso*, *l'arancione*, *il giallo*, *il verde*, *l'azzurro*, *l'indaco* e *il violetto*. Questa osservazione derivò da un semplice esperimento. Lo scienziato aveva, infatti, inviato un fascio di luce bianca sulla superficie di un prisma di vetro di forma triangolare. Sulla superficie opposta del prisma stesso, anziché osservare la stessa luce passata per trasparenza, osservò una striscia luminosa, la quale comprendeva nella sua estensione i colori dello spettro solare, priva naturalmente della luce bianca incidente. La fig. 171 mostra l'esperimento.

Newton osservò inoltre che, facendo incidere un secondo prisma da un raggio di luce *monocromatica*, come ad esempio il rosso, tramite il dispositivo di fig. 172 tale raggio veniva solamente rifratto, per il fatto di passare da un mezzo meno denso ad uno più denso, senza essere ulteriormente decomposto. Per verificare poi che i colori ottenuti erano veramente i componenti della luce bianca solare, Newton si servì di un secondo prisma uguale al primo e,

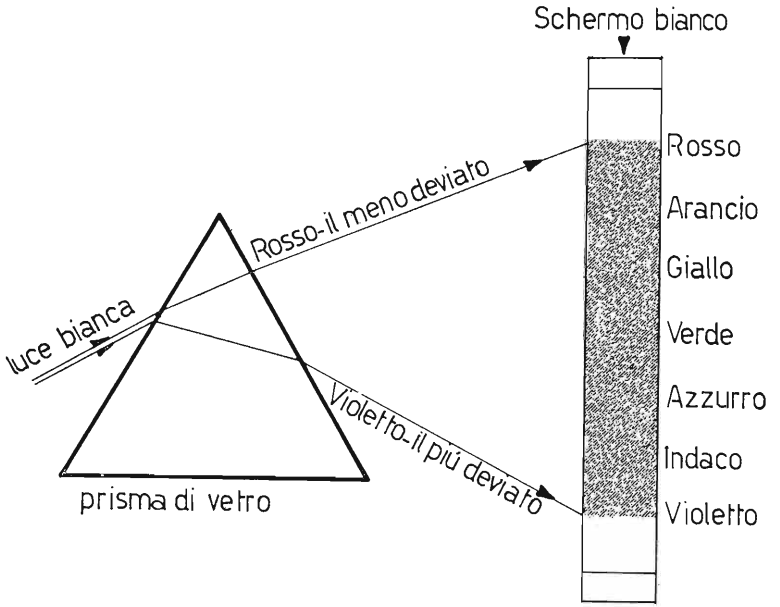


Fig. 171. – Scomposizione della luce policromatica per rifrazione attraverso un prisma di vetro.

invertendo la sua posizione rispetto al primo lo fece attraversare dallo spettro di colori manifestati dal primo prisma, ottenendo nuovamente il fascetto di luce bianca (policromatica) sulla superficie opposta a quella incidente. La scoperta di Newton fu in seguito impugnata dal fisico Huygens, il quale dimostrò che la luce bianca, passando attraverso un prisma di vetro si scinde nei vari colori dell'arcobaleno, (spettro solare) in quanto ciascun colore componente la luce incidente ha indice di rifrazione diversa, appartenendo la luce bianca ad una forma di energia ondulatoria. Diremo, allora, che il colore è una particolare sensazione percepita dall'occhio umano, essa viene ad esistere dalla ricezione di *radiazioni elettromagnetiche*, aventi particolari frequenze e lunghezze d'onda. Queste sensazioni, dovute all'organo della vista, attraverso il nervo ottico, producono stimoli nervosi al cervello, questi si traducono nella visione dei vari colori. Se all'occhio giugono contemporaneamente due colori, le cui

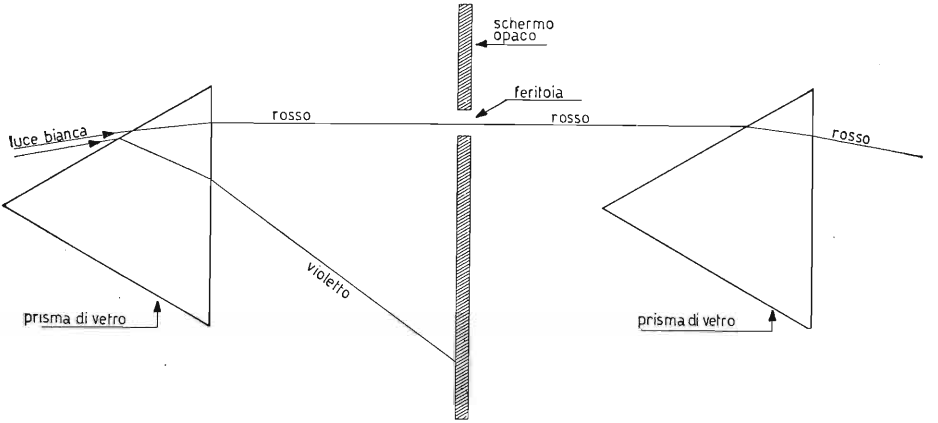


Fig. 172. – Un raggio di luce monocromatica non viene ulteriormente decomposto ma solamente rifratto, passando attraverso un successivo prisma di vetro.

frequenze siano diverse, esso vede per mescolanza un terzo colore, la cui frequenza ha un valore nuovo e diverso da quella dei due colori captati. Ad esempio, la contemporaneità dei due colori bleu e rosso produce per mescolanza la percezione del colore *porpora*; oppure la contemporaneità dei colori verde e rosso dà la percezione del *giallo* e così via. Nella fig. 173 è visibile l'insieme delle onde elettromagnetiche attualmente impiegate nel campo della tecnica.

In una breve porzione dello spettro delle frequenze considerato sono pre-

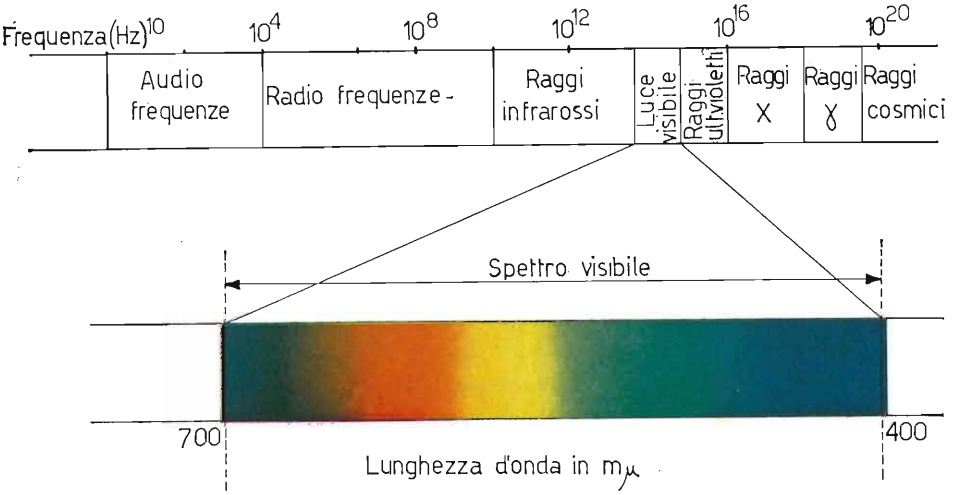


Fig. 173. – Raggruppamento delle onde elettromagnetiche e loro classificazione. Visione ampliata della breve striscia di onde elettromagnetiche riguardanti la luce solare, espressa in funzione della loro lunghezza d'onda in mμ.

senti anche le lunghezze d'onda delle onde elettromagnetiche relative al colore. Questa limitatissima zona è compresa da circa 400 mμ per il violetto a circa 700 mμ per il rosso, dove:

$$1 \text{ mm} = 10^3 \mu = 10^6 \text{ m}\mu \text{ (millimicron).}$$

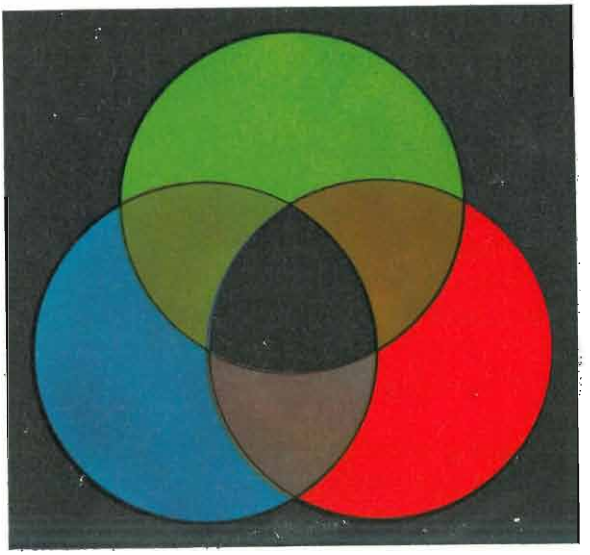
Oltre le onde elettromagnetiche relative al colore, esistono quelle dovute ai raggi ultravioletti, ai raggi X, ai raggi γ, vibrazioni nucleari, raggi cosmici, ecc., le cui lunghezze d'onda così limitate, sono misurate da una unità sottomultipla ancora inferiore al micron, ossia l'Angstrom (A) equivalente ad un decimo di mμ, ossia:

$$1 \text{ mm} = 10^7 \text{ Angstrom.}$$

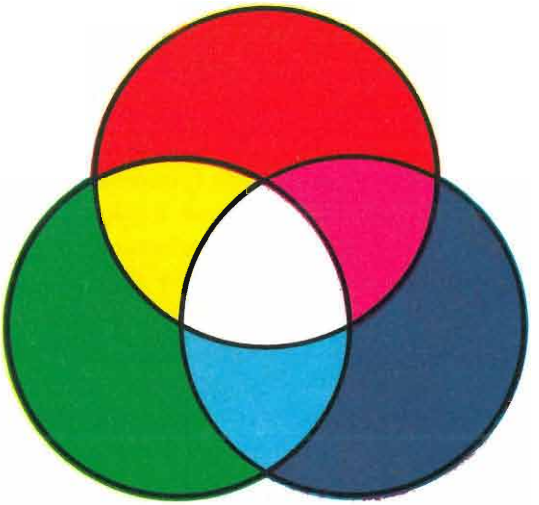
Nella stessa fig. 173 è stata riportata in modo enormemente ampliato la sola banda occupata dal colore per meglio esaminarla. L'esame dello spettro dei colori ci permette di rilevare un importante fatto, ossia i colori: *rosso*, *verde* e *bleu*, denominati *colori primari*, occupano la maggior parte dell'intera fascia. Gli altri colori, invece, occupano zone piuttosto limitate. Nella televisione a colori si sfrutta questa condizione per ottenere dai tre colori fondamentali, attraverso una *mescolanza*, qualsiasi altro colore dell'intero spettro. Esistono due sistemi di mescolanza di colori, ossia:

a) Mescolazione sottrattiva.

Un corpo colorato illuminato dalla luce bianca del sole (policromatica) non riflette tutte le lunghezze d'onda della luce bianca dalla quale è colpito, ma riflette solamente un campo di frequenze. Infatti talune lunghezze d'onda non vengono riflesse e vengono dissipate nel corpo in calore o in altra forma di energia. Di conseguenza, il corpo apparirà di quel colore, la cui lunghezza d'onda è stata meno assorbita delle altre. Ad esempio, una foglia verde, colpita dalla luce del sole, assorbe le lunghezze d'onda relative ai colori: rosso, arancione, giallo, azzurro, indaco e violetto, riflettendo la sola lunghezza d'onda del colore verde. L'entità fisica che fa provocare alla superficie del corpo illuminato da luce bianca il ritorno all'osservatore della sola luce, del cui colore è composto il corpo, è chiamata *pigmento*. L'insieme dei tre pigmenti relativi ai tre colori fondamentali, o colori *sottrattivi*, permette di ottenere qualsiasi colore relativo all'intera gamma cromatica. I colori primari sottrattivi sono alla base della pittura e stampa e non interessano certamente la TV a colori, in quanto essa si avvale della mescolazione *addittiva*. In fig. 174*a* un esempio di mescolazione o *sintesi cromatica sottrattiva*. In essa l'insieme dei pigmenti rosso, verde e bleu fornisce una mescolazione, che all'osservatore appare nera. In pratica il nero perfetto è difficile da ottenere dai soli tre pigmenti, in



a)



b)

Fig. 174. – Esempio di mescolazione di colori: *a*) mescolazione sottrattiva, *b*) mescolazione addittiva.

quanto difficilmente esistono in natura tali pigmenti *puri* e molto *saturi*. Però, si può dire in generale che *maggiore è il numero dei pigmenti mescolati tanto più oscura apparirà l'immagine ottenuta*.

b) Mescolazione addittiva.

Nella televisione a colori si impiega il sistema di *mescolazione addittiva* dei colori.

Tale mescolazione ha luogo, quando anziché mescolare pigmenti colorati, si mescolano *luci diversamente colorate*. Ad esempio, proiettando su di uno schermo due o più sorgenti luminose colorate, esse pervengono all'occhio e producono un interessante fenomeno. Il centro visivo del cervello, infatti, stimolato da dette luci, vede una luce avente un nuovo colore, diverso da ciascuno dei componenti le luci incidenti. Così, come già accennato e come è visibile in fig. 174*b*), la percezione contemporanea delle luci rossa e bleu produce la sensazione del color *porpora o magenta* (non contenuto nei colori dello spettro solare per cui non è possibile assegnargli una lunghezza d'onda), mentre alla stessa guisa il verde ed il rosso producono la sensazione del colore *giallo*. Nel caso particolare della percezione contemporanea delle luci: verde,

rosso, bleu, con determinate intensità, all'occhio non perviene alcun colore, ossia lo schermo sopraccitato rimane *bianco*. Possiamo, allora concludere che con il miscelamento addittivo di tre sorgenti luminose di differente colore, ad esempio il rosso, il verde ed il bleu e, dosando opportunamente l'intensità di ciascun colore, si possono riprodurre tutti i colori dello spettro solare ed in più il color magenta, che, come abbiamo visto, non è previsto nei colori del sopraccitato spettro.

60. **Colori primari.**

Anzitutto è bene precisare che tre sono le caratteristiche fisiche di un colore: *luminosità*, *tinta*, e *saturazione*.

Mentre la luminosità rappresenta solamente la brillanza del colore, la tinta e la saturazione ne rappresentano la cromaticità. Ed in particolare, mentre la *tinta* è quella caratteristica che permette di discriminare un colore dall'altro, in quanto tiene conto della lunghezza d'onda del colore stesso; la *saturazione* indica la diluizione del colore con la luce bianca. *Un colore è tanto più saturo quanto meno luce bianca contiene*, ossia quanto più *pura* è la tinta. I colori primari per miscele sottrattive, ossia per i pigmenti sono: il giallo, il rosso ed il bleu. L'occhio umano è diversamente sensibile alle intensità dei vari colori, a parità di energia ricevuta. La fig. 175 rappresenta la curva di sensibilità relativa spettrale dell'occhio umano. In essa è ricavabile che la massima sensibilità dell'occhio è relativa ad una lunghezza d'onda di circa 555 mμ, corrispondente ad un valore di lunghezza d'onda situato fra il verde ed il giallo. Le lunghezze d'onda inferiori a 400 mμ (raggi ultravioletti) e superiori a 700 mμ (raggi infrarossi) non sono percepite dall'occhio in qualità di luce. Dopo

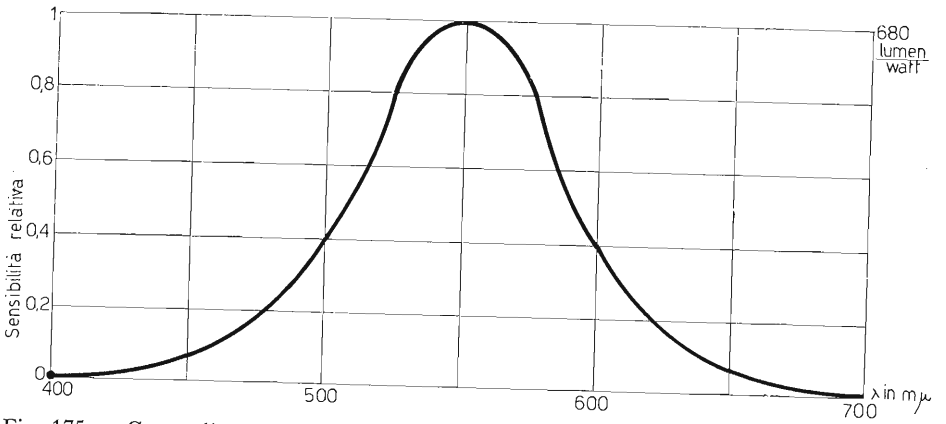


Fig. 175. – Curva di sensibilità spettrale relativa dell'occhio umano in funzione della lunghezza d'onda dei colori dello spettro solare, ed espressa in lumen/watt.

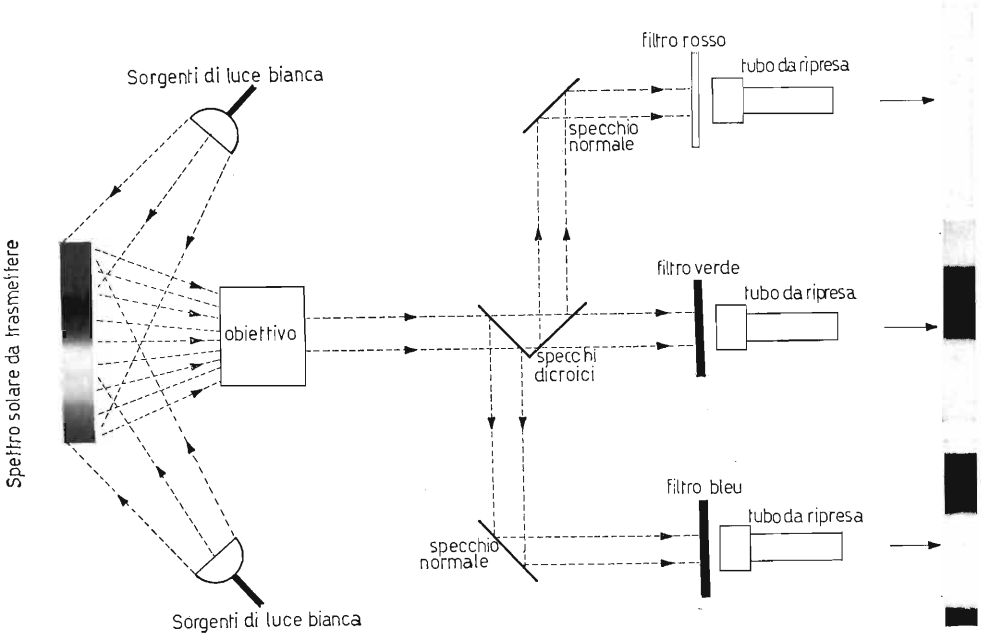


Fig. 176. – Sistema di principio per la ripresa di un'immagine a colori mediante tre telecamere. La ripresa è relativa al fotogramma dello spettro solare, scisso mediante i filtri rosso, verde e bleu in tre immagini monocromatiche. La sovrapposizione dei tre segnali ottenuti, opportunamente dosati; fornisce nuovamente l'immagine originale completa di quasi tutte le tinte componenti.

parecchie ricerche condotte su centinaia di persone la C.I.E. (Commission International d'Eclairage) ha fissato le lunghezze d'onda più adatte ai colori primari, affinché riproducano, mediante la loro *mescolazione addittiva*, il massimo numero dei colori spettrali. Esse sono risultate:

— per il rosso, la lunghezza d'onda di 700 mμ;
— per il verde, la lunghezza d'onda di 546,1 mμ;
— per il bleu, la lunghezza d'onda di 435,8 mμ.

La fig. 176 rappresenta il sistema per la ripresa delle immagini, mediante la televisione a colori. Con l'aiuto di *tre filtri*: rosso, verde e bleu l'immagine da trasmettere è suddivisa in tre immagini relative ai colori primari. La loro sovrapposizione nel tubo a raggi catodici ricevente riproduce l'immagine trasmessa, completa di tutte le tonalità dei vari colori che la compongono. Nel nostro caso particolare si esplora lo spettro luminoso solare.

61. **Il triangolo del colore o diagramma di cromaticità.**

Definiti i colori primari e le relative lunghezze d'onda la CIE ha voluto rappresentarli in un particolare diagramma, denominato poi *chromaticity*

diagram. Di seguito esponiamo a grandi linee come si è pervenuti alla realizzazione di questo diagramma. Anzitutto si è stabilito, che le caratteristiche più importanti di un colore, ossia relativamente alla colorometria, sono quelle cromatiche, cioè la *tinta* e la *saturazione*.

La *luminanza* può essere trascurata in quanto dipende dalla potenza delle sorgenti di luce e le variazioni d'intensità luminosa che ne derivano non modificano le prime due caratteristiche *tinta* e *saturazione*.

Questa semplificazione permette di rappresentare i vari colori dello spettro solare, in funzione delle loro lunghezze d'onda, e le relative mescolanze

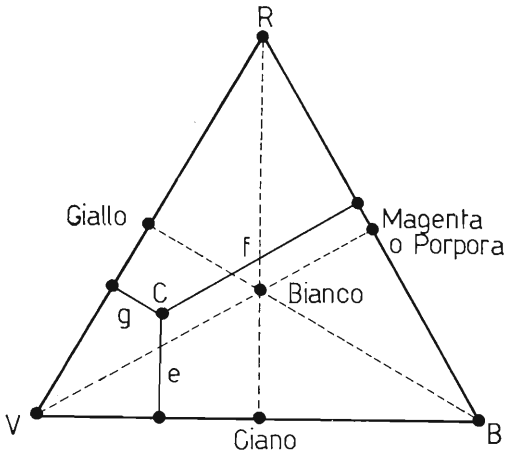


Fig. 177. – Triangolo del colore ideato da Maxwell.

addittive, compresi anche i colori porpora o magenta, mediante un *diagramma bidimensionale*. Certamente questo diagramma fornisce unicamente per ciascun colore, la tinta e la saturazione, senza elementi sulla sua luminanza. Per risalire al diagramma di *cromaticità* ci si è serviti anche degli studi e ricerche eseguiti da noti scienziati, fra i quali Maxwell. Lo scienziato, infatti, ideò un diagramma particolare bidimensionale, denominato poi *triangolo di Maxwell*. Esso è composto da un triangolo equilatero ed è rappresentato in fig. 177. Nei vertici del triangolo sono sistemati i colori fondamentali, (le cui lunghezze d'onda sono già state definite) rosso, bleu, verde. Al centro del triangolo appare il bianco, mentre a metà di ciascun lato compaiono i colori complementari. Nell'interno del triangolo, in cui l'altezza è considerata unitaria, qualsiasi colore è rappresentato dalla lunghezza delle tre perpendicolari, mandate dal punto C ai lati opposti, ossia:

$$\text{Colore}\, C = e + f + g$$

e data la particolarità dell'unitarietà dell'altezza, la somma dei tre segmenti, oltre essere *costante* per qualsiasi punto nell'interno del triangolo, per le proprietà geometriche del triangolo considerato, è anche *unitaria*. Si può allora scrivere:

$$C = e + f + g = cost. = 1$$

I segmenti considerati e, f, g, si definiscono così le *coordinate tricromatiche del colore considerato*. In altre parole, il colore rappresentato nell'interno del triangolo di Maxwell, è ottenuto dalla *mescolanza addittiva* dei tre colori primari, ossia: una certa quantità di rosso, più una certa quantità di verde, più una certa quantità di bleu. Ne consegue che per l'esempio esposto, rappresentando più propriamente i segmenti e, f, g, quantità dei colori primari miscelati, addittivamente, ossia:

$$e = \text{bleu} = b; \qquad f = \text{verde} = v; \qquad g = \text{rosso} = r,$$

le lettere e, f e g, o meglio b, v, r rappresentano, allora le coordinate di cromacità del colore, legate fra loro, nel caso dell'unitarietà dell'altezza del triangolo dall'espressione:

$$r + v + b = 1$$

Si può verificare, allora, che per il bianco, situato nel centro del triangolo (punto di intersezione delle tre altezze), le tre coordinate cromatiche valgono rispettivamente:

$$r = v = b = 0{,}33\overline{3}$$

in modo che la loro somma risulti unitaria.

Purtroppo il triangolo considerato non annovera tutti i colori dello spettro solare, per cui la CIE ha studiato e concretizzato un più completo diagramma, già definito all'inizio del paragrafo, denominato « *chromaticity diagram* » (diagramma di cromaticità). Il meccanismo matematico che ha permesso la realizzazione di tale diagramma, è piuttosto complesso. Si vuole solamente ricordare, date le evidenti restrizioni imposteci dal testo, che tale diagramma, bidimensionale, è stato ricavato per punti dalle curve di fig. 178, elaborato dalla CIE, avendo fissato a priori tre colori primari convenzionali denominati $X\ Y\ Z$ simili al RVB, aventi però particolari coordinate RVB, tali che la figura geometrica ottenuta dell'unione dei tre punti contrassegnati $X\ Y\ Z$, contenga la curva dei punti dei colori spettrali.

È evidente che tali colori $X\ Y\ Z$ sono colori ipotetici, denominati *stimoli*. Nella fig. 178, infatti, sono rappresentate le curve dei valori « *tristimolo* » indicate rispettivamente con $\bar{x}\,\bar{y}\,\bar{z}$. Esse rappresentano le quantità dei colori

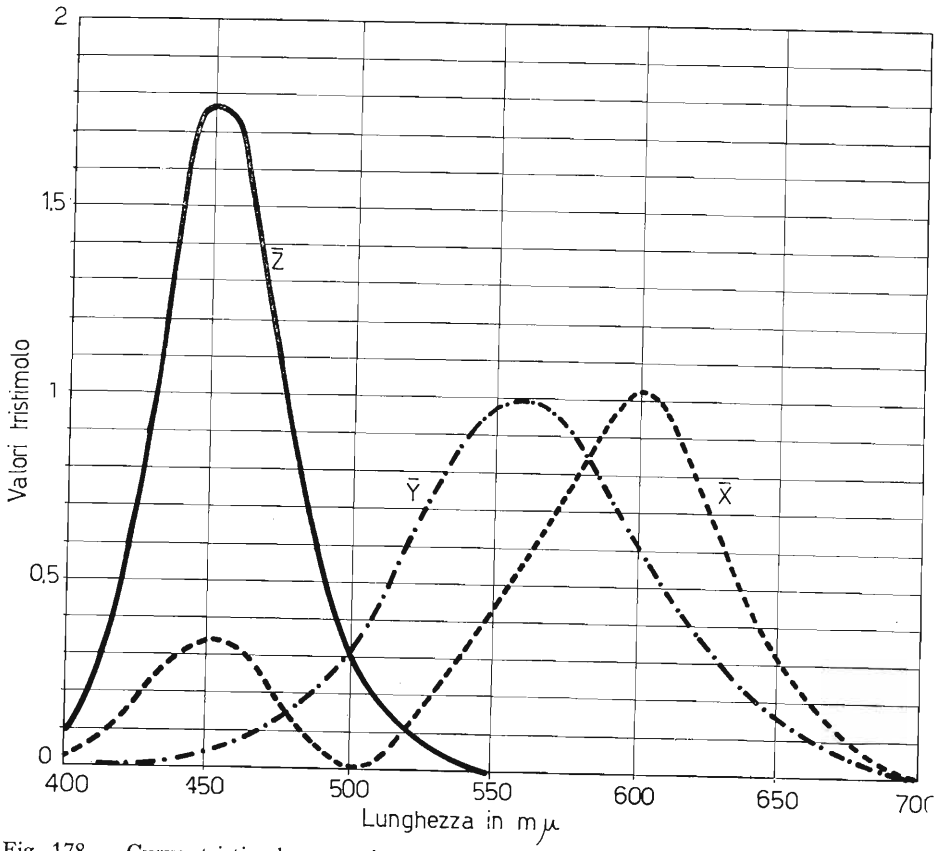


Fig. 178. – Curve tristimolo, per ricavare le componenti $\bar{x}$, $\bar{y}$, $\bar{z}$ di ciascun colore dello spettro solare, in funzione della lunghezza d'onda. Con tali curve ed un opportuno procedimento matematico si può ricavare il diagramma bidimensionale « chromaticity diagram ».

$X\,Y\,Z$ occorrenti per definire un qualsiasi colore dello spettro luminoso, in funzione della lunghezza d'onda. I valori $x\,y\,z$ giacenti in un piano triangolare unitario $X\,Y\,Z$ sono anch'essi legati dalla relazione:

$$x + y + z = 1$$

per cui la rappresentazione di tutti i colori spettrali in funzione della loro lunghezza d'onda λ può avvenire su di un grafico bidimensionale in dipendenza di due sole variabili x e y, poiché z è ricavabile dalla relazione:

$$z = 1 - x - y.$$

Il diagramma di cromaticità si ricava, allora, per punti internamente ad un triangolo rettangolo, avente i cateti unitari, denominati rispettivamente y

quello verticale ed x quello orizzontale, mediante l'ausilio delle curve tristimolo di fig. 178 e delle espressioni [1]:

$$x = \frac{\bar{x}}{\bar{x} + \bar{y} + \bar{z}} \qquad \text{e} \qquad y = \frac{\bar{y}}{\bar{x} + \bar{y} + \bar{z}}$$

Un esempio pratico per l'ottenimento dei vari punti di tale diagramma è il seguente: immaginiamo di dover ricavare le coordinate $x\,y$ del colore 600 mμ (rosso). Il diagramma delle curve tristimolo in corrispondenza a 600 mμ fornisce:

$$\bar{x} \cong 1{,}04; \qquad \bar{y} \cong 0{,}62; \qquad \bar{z} = 0{,}0$$

si ha allora:

$$x = \frac{\bar{x}}{\bar{x} + \bar{y} + \bar{z}} = \frac{1{,}04}{1{,}04 + 0{,}62 + 0} = \frac{1{,}04}{1{,}66} \cong 0{,}63$$

$$y = \frac{\bar{y}}{\bar{x} + \bar{y} + \bar{z}} = \frac{0{,}62}{1{,}04 + 0{,}62 + 0} = \frac{0{,}62}{1{,}66} \cong 0{,}374$$

per il colore 550 mμ si ha:

$$\bar{x} \cong 0{,}44; \qquad \bar{y} \cong 0{,}98; \qquad \bar{z} \cong 0{,}0$$

---

(1) Queste ultime espressioni sono state ricavate dalla posizione:

$$x + y + z = 1$$

e considerando:

$$\frac{\bar{x} + \bar{y} + \bar{z}}{\bar{x} + \bar{y} + \bar{z}} = 1.$$

Uguagliando i primi membri si ha:

$$x + y + z = \frac{\bar{x} + \bar{y} + \bar{z}}{\bar{x} + \bar{y} + \bar{z}}.$$

Tale espressione può essere riscritta sotto la forma:

$$x + y + z = \frac{\bar{x}}{\bar{x} + \bar{y} + \bar{z}} + \frac{\bar{y}}{\bar{x} + \bar{y} + \bar{z}} + \frac{\bar{z}}{\bar{x} + \bar{y} + \bar{z}}$$

e quindi risulta allora:

$$x = \frac{\bar{x}}{\bar{x} + \bar{y} + \bar{z}}; \qquad y = \frac{\bar{y}}{\bar{x} + \bar{y} + \bar{z}}; \qquad z = \frac{\bar{z}}{\bar{x} + \bar{y} + \bar{z}}$$

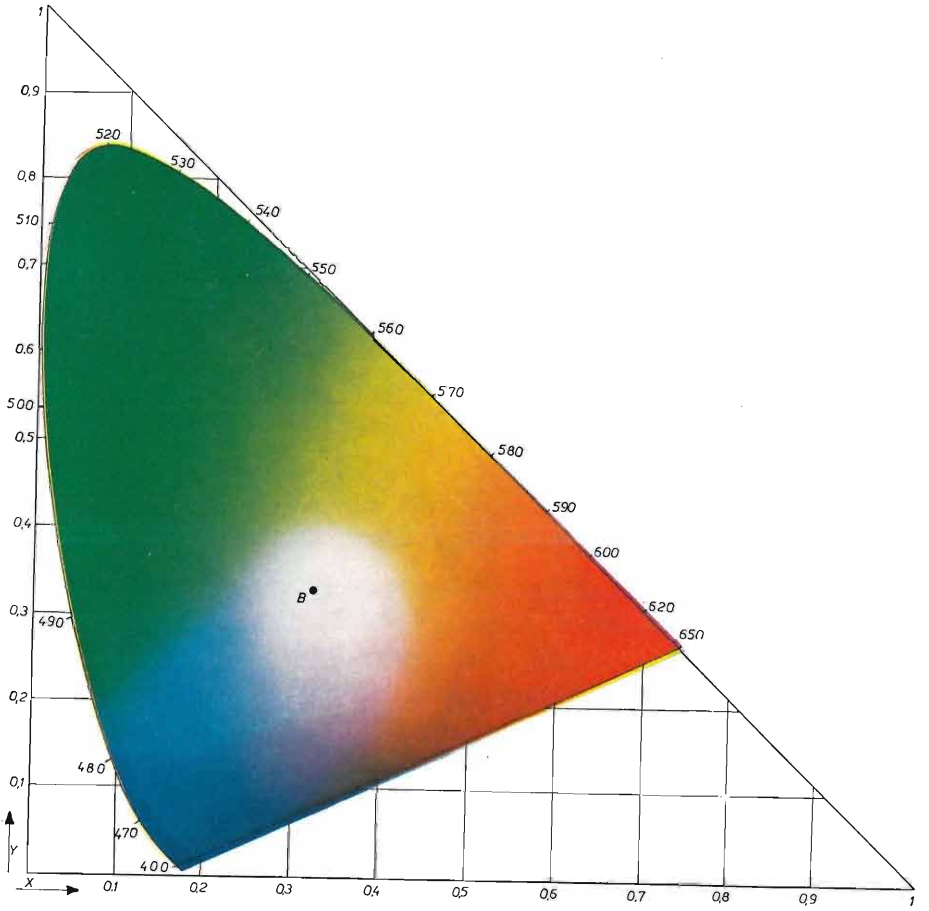


Fig. 179. – Diagramma di cromaticità o triangolo del colore (« chromaticity diagram »).

per cui si ha:

$$x = \frac{\bar{x}}{\bar{x} + \bar{y} + \bar{z}} = \frac{0{,}44}{0{,}44 + 0{,}98 + 0{,}0} = \frac{0{,}44}{1{,}42} \cong 0{,}31$$

$$y = \frac{\bar{y}}{\bar{x} + \bar{y} + \bar{z}} = \frac{0{,}98}{0{,}44 + 0{,}98 + 0{,}0} = \frac{0{,}98}{1{,}42} \cong 0{,}69$$

e così via. La figura 179 rappresenta il diagramma di cromacità o triangolo del colore. In esso lo spettro solare è stato piegato dal procedimento matematico fino ad assumere una particolare forma di campana. Nella parte peri-

ferica della figura compaiono i colori *saturi*, ossia *puri*, e le relative lunghezze d'onda in mμ. Le lunghezze d'onda iniziano da circa 400 mμ per il violetto e, percorrendo il diagramma in senso orario giungono fino a circa 700 mμ per il rosso. Sul segmento rettilineo che unisce l'inizio e la fine del diagramma, ossia i punti 400 e 700 mμ, sono ripartiti i colori porpora o magenta nelle varie sfumature. Essi infatti, come già sappiamo, *sono ottenuti dalla mescolanza addittiva dei colori rosso e bleu*, ma esistono solamente nel cervello umano. Per questa ragione non viene attribuita loro alcuna lunghezza d'onda. Man mano che dalla periferia del diagramma si procede verso il centro, i colori si fanno più tenui, ossia divengono successivamente meno saturi, raggiungendo il bianco nel punto centrale, le cui coordinate x e y valgono rispettivamente:

$$x = 0{,}310 \qquad \text{e} \qquad y = 0{,}316$$

Circa l'uso del diagramma di cromaticità, riportato con la sola descrizione dei colori nella figura 180 diciamo quanto segue:

a) se su di esso tracciamo un segmento che unisce due punti situati su colori diversi, ad esempio il segmento *VB* di fig. 180, tutti i colori che tale segmento interseca nel suo cammino, possono essere ottenuti dal miscelamento addittivo, in opportune proporzioni, dei due colori verde e bleu, situati agli estremi del segmento stesso;

b) se tracciamo ancora un segmento, che unisca due punti di differente colore, però passante per il punto rappresentante il bianco, possiamo desumere che, per opportuno miscelamento dei due colori, in proporzione alla lunghezza dei segmenti che li separano dal bianco, possiamo ottenere il bianco stesso. I colori che ci permettono di ottenere in questo modo il bianco, si dicono *colori complementari*;

c) ogni punto colorato, contenuto nell'interno del diagramma, oltre essere individuato dalle coordinate x e y, può assumere anche la propria lunghezza d'onda dominante, ottenuta dal punto d'intersezione, sulla parte periferica del diagramma, del segmento che partendo dal punto considerato passa attraverso il bianco centrale.

Dalle proprietà esposte del triangolo del colore, possiamo dedurre che, variando opportunamente le intensità di tre sorgenti di colore *RVB*, si possono ottenere tutti i colori compresi nel triangolo delimitato dai segmenti che uniscono tali punti di colore. È bene che, per la maggiore ricchezza dei colori ottenuti, i tre punti considerati siano lontani fra di loro, in modo che il triangolo disegnato dai segmenti che uniscono tali punti copra la maggiore porzione del diagramma di cromaticità. Mediante i primari scelti dalla CIE,

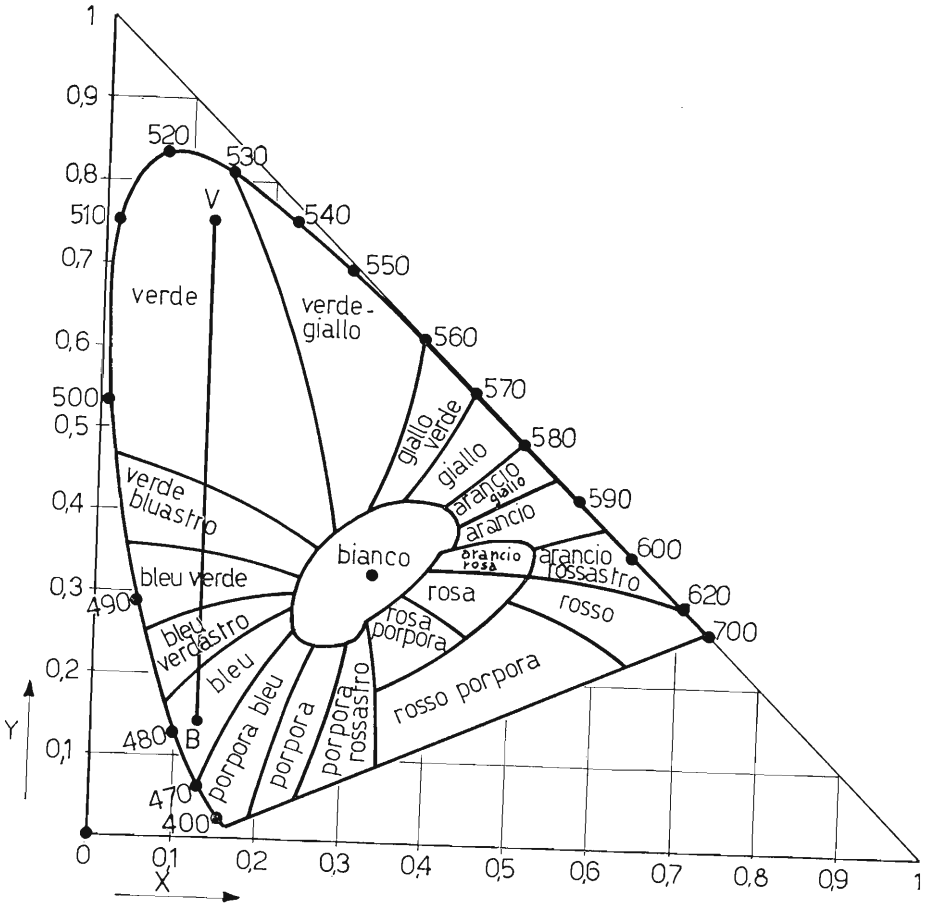


Fig. 180. – Diagramma di cromaticità con la relativa descrizione dei colori, in funzione della loro lunghezza d'onda.

ossia rosso = 700 mμ, verde = 546,1 mμ e bleu = 435,8 mμ si copre circa 2/3 dell'intero diagramma di cromaticità, come è visibile in fig. 181. La parte dei colori che resta al di fuori del triangolo ottenuto e quindi i colori non riproducibili additivamente, è limitata ai verdi e bleu *saturi* praticamente assenti in natura, mentre sono presenti quasi tutti i colori di estrema importanza nella riproduzione delle tonalità della pelle. Per migliorare ulteriormente la gamma dei colori riproducibili ed aumentare la luminosità dei bleu e dei verdi, rispetto ai colori scelti dalla CIE, la FCC (Federal Comunications Commission) ha proposto altri primari, i quali sacrificano leggermente l'area del triangolo della CIE. Essi sono: rosso = 610 mμ ,verde = 520 mμ e bleu = 472 mμ.

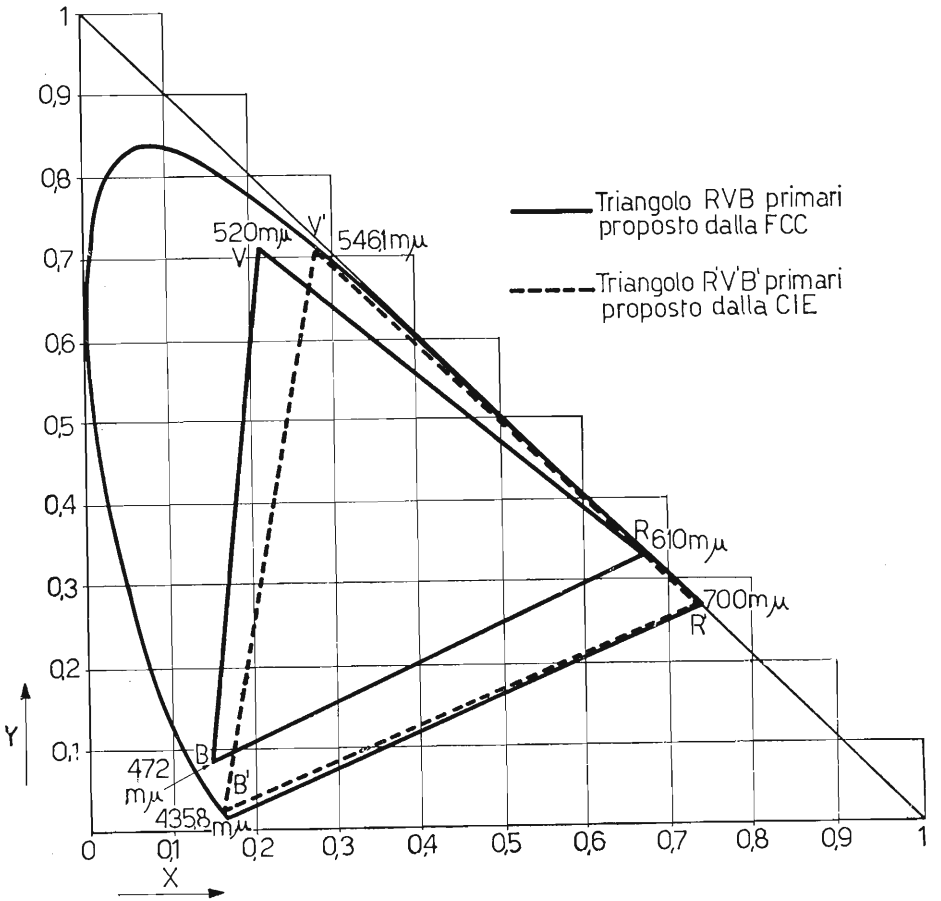


Fig. 181. – Rappresentazione, nel diagramma del colore, delle aree dei colori riproducibili con i colori primari scelti dalla FCC e dalla CIE.

Sempre nella fig. 181 è rappresentato il triangolo *RVB* proposto dalla FCC. Questi particolari colori primari regolano, sia la scelta dei filtri di colore nei tubi da ripresa televisiva, sia il tipo di fosforo che deve essere impiegato nei tubi riceventi di *sintesi cromatica*. Le qualità cromatiche relative ad un buon funzionamento della televisione a colori sono di gran lunga superiori a qualunque altro sistema di riproduzione di immagini colorate. La luminosità del bianco standard è ottenuto per mescolanza addittiva dei colori primari fissati dalla FCC, nelle seguenti proporzioni: rosso = 30%; verde = 59%; bleu = 11% desunti dal diagramma di sensibilità cromatica dell'occhio.

Tali quantità serviranno in seguito per fissare le relative proporzioni dei tre segnali elettrici dovuti ai colori primari, per ottenere il segnale di luminosità dell'immagine (segnale *Y*).

62. Generalità sul sistema televisivo a colori.

La trasmissione dell'immagine per quanto concerne la televisione a colori avviene mediante due canali diversi: il canale di *luminanza* ed il canale di *crominanza*. Il canale di crominanza comprende a sua volta due segnali di cromaticità: il rosso ed il bleu trasmessi contemporaneamente. Già si è detto all'inizio del capitolo, nella premessa, che i segnali trasmessi sono stati definiti: Y quello di luminanza, I il segnale di cromacità rosso e Q il segnale di cromacità bleu. Mentre le informazioni del segnale di luminanza Y hanno prevista la stessa banda video delle trasmissioni televisive in bianco e nero, ossia circa 5 MHz, per i segnali di cromacità sono state fissate le larghezze di banda rispettivamente 1,5 MHz per il segnale I e 0,5 MHz per quello Q.

Questo sistema permette di ottenere la larghezza di banda del canale per la TV a colori della stessa entità di quella delle trasmissioni in bianco e nero e nel contempo permette la *compatibilità della ricezione in bianco e nero delle immagini trasmesse a colori da parte dei televisori in bianco e nero*. La trasmissione dei vari segnali avviene adottando il sistema *dell'interlacciamento di bande di frequenza*, ossia introducendo gli spettri di frequenze relative alle componenti cromatiche I e Q nello spettro di frequenze del segnale di luminanza Y. Questo meccanismo è possibile in quanto, si è osservato, dalle trasmissioni di TV in bianco e nero, equivalenti al nostro segnale di luminanza Y, che lo spettro delle video frequenze è distribuito in pacchetti di energia, distanziati ognuno della frequenza di 15625 Hz, ossia della frequenza di riga e provvisti oltre alla partante (armoniche successive della frequenza di riga) di bande laterali dovute alla scansione di quadro. Siccome ogni gruppo di armoniche della frequenza di riga assieme alle bande laterali occupa una parte limitata dello spettro delle video frequenze, lasciando spazi non utilizzati, si è pensato di inserire in detti spazi i segnali di crominanza I e Q. In figura 182 è rappresentato un esempio dell'interlacciamento di bande (interleaving) fra il segnale bianco e nero Y e i segnali di colore I e Q.

La sottoportante di colore, la quale permette di tenere distanziati i pacchetti di energia dei segnali di crominanza di 7812,5 Hz dalle armoniche di riga, (*mezza frequenza di riga*) dai pacchetti di energia del segnale di luminanza è stata fissata a circa 4,43 MHz e situata fra la 283ª e la 284ª armonica di 15625 Hz ($15625 \times 283 = 4.421.875$ Hz; $4.421.875 + 7.812,5 \cong 4,43$ MHz). I segnali I e Q, che modulano detta portante, vengono trasmessi con le sole bande laterali, mediante modulatori bilanciati. Nel ricevitore la sottoportante del colore viene rigenerata da un apposito oscillatore. Per mantenere poi distinti i segnali I e Q, la portante a 4,43 MHz, prima di essere introdotta, nel modulatore Q viene sfasata di 90°. Così facendo si crea l'indipendenza fra di loro dei due segnali I e Q, prevedendo però un perfetto sincro-

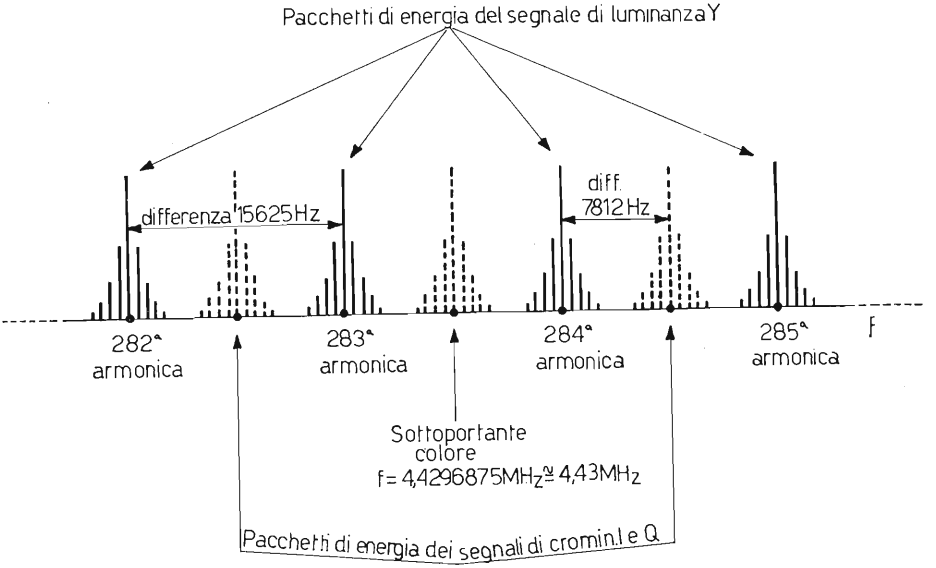


Fig. 182. – Rappresentazione dell'inserimento della sottoportante di colore a circa 4,43 MHz situata fra la 283ª e la 284ª armonica della frequenza di scansione orizzontale, con il sistema « interleaving ».

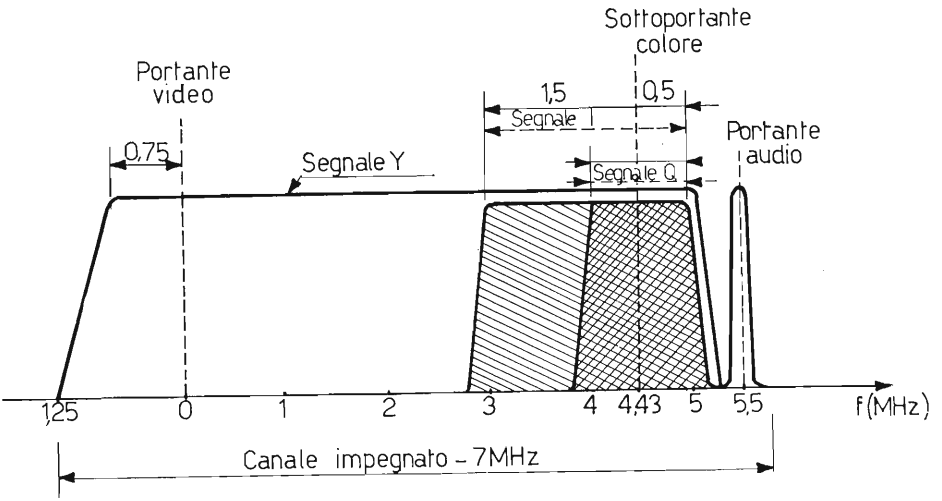


Fig. 183. – Canale impegnato dalla TV a colori. Rappresentazione delle bande di frequenza per i segnali: *Y*, *I*, *Q*.

nismo da parte dei modulatori nel trasmettitore e fra i rivelatori nel ricevitore a colori.

La fig. 183 rappresenta la distribuzione delle frequenze video per la trasmissione delle immagini a colori.

Siccome la sottoportante cromatica viene soppressa, *al trasmettitore vengono irradiate le sole bande laterali di ciascun colore.* Affinché esista poi la perfetta sincronizzazione fra trasmettitore ed oscillatore locale che rigenera la sottoportante soppressa di 4,43 MHz, si inviano assieme ad ogni impulso di sincronismo di riga e nella parte posteriore al livello del nero, un treno di otto-

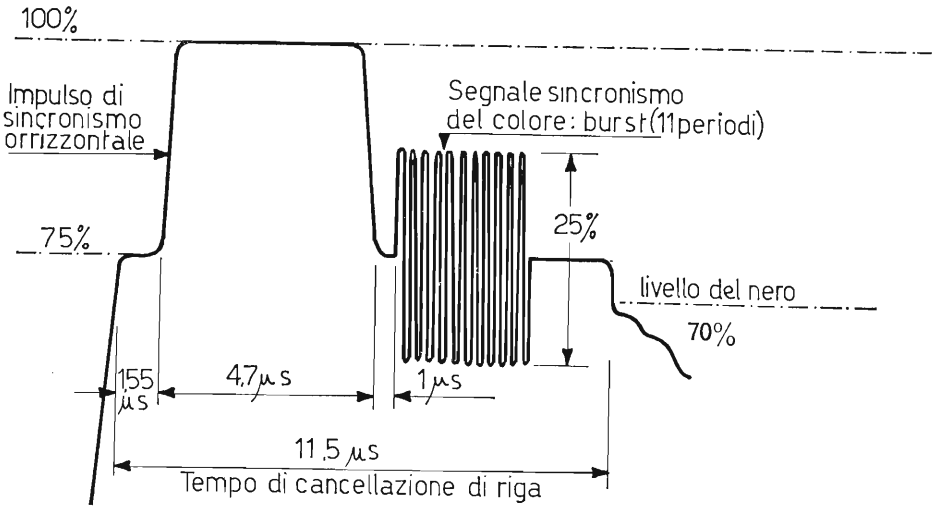


Fig. 184. – Sistemazione del segnale di sincronismo del colore « segnale burst » oltre il picco di sincronismo di riga e nello spazio riservato al tempo di cancellazione.

undici oscillazioni ad ampiezza costante ed alla frequenza di 4,43 MHz. Questo segnale viene denominato « *segnale burst* » o segnale sincronismo di colore. In fig. 184 è rappresentato il segnale di sincronismo di riga assieme al *segnale burst*, limitatamente alla durata di cancellazione di riga.

63. Composizione dei segnali: di luminanza *Y*, e di crominanza *I* e *Q*, nel sistema NTSC.

a) Segnale di luminanza Y.

Il segnale di luminanza *Y* viene ottenuto dalla combinazione dei segnali d'uscita dai tre tubi da ripresa, provvisti di filtri di colore. Dal diagramma di fig. 175 relativo alla sensibilità cromatica dell'occhio medio, in

corrispondenza alle lunghezze d'onda dei colori primari scelti dalla FCC le percentuali di tali colori, affinché l'immagine riprodotta sia realistica, debbono essere scrupolosamente il 30% per il colore rosso, il 59% per il colore verde e l'11% per il colore bleu. Si ravvisa, allora, per il segnale di luminanza Y la seguente espressione:

$$Y = 0{,}30\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B$$

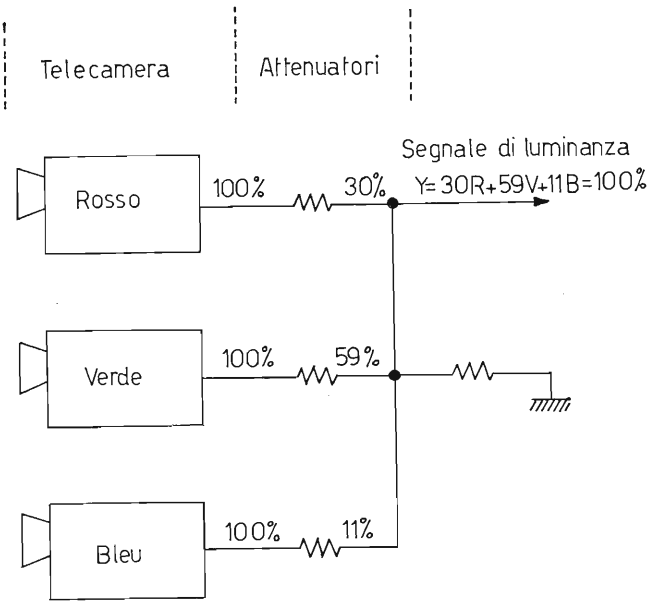


Fig. 185. - Telecamere R V B e sistema di attenuazione per il rilievo del segnale di luminanza Y.

La loro somma fornisce una *luminanza costante* del 100%, quale è considerata quella dell'immagine illuminata. Il sistema che permette di ottenere per miscelamento il segnale Y sopra ricordato, è rappresentato in fig. 185.

Volendo limitare a due i segnali di cromaticità trasmessi, in quanto il terzo segnale si trova incluso nel segnale di luminanza Y, ed è facilmente ricavabile nel ricevitore dalla loro combinazione, in trasmissione si opera nel seguente modo. Si sottrae il segnale di luminanza da ciascuno dei segnali cromatici RVB, ottenendo:

$$(R - Y), \quad (V - Y) \quad \text{e} \quad (B - Y),$$

dopodiché se ne elimina uno cioè il $(V\text{-}Y)$. La trasmissione avviene, quindi, secondo le informazioni Y, $(R\text{-}Y)$ e $(B\text{-}Y)$. Il segnale sopresso, ossia il *verde*

viene ricavato in ricezione, sottraendo la somma dei segnali rosso e bleu da quello di luminanza, mediante una particolare operazione definita « *matrizzazione* ». Nella fig. 186 è rappresentato il sistema completo per l'ottenimento dei tre segnali Y, $(R\text{-}Y)$ e $(B\text{-}Y)$.

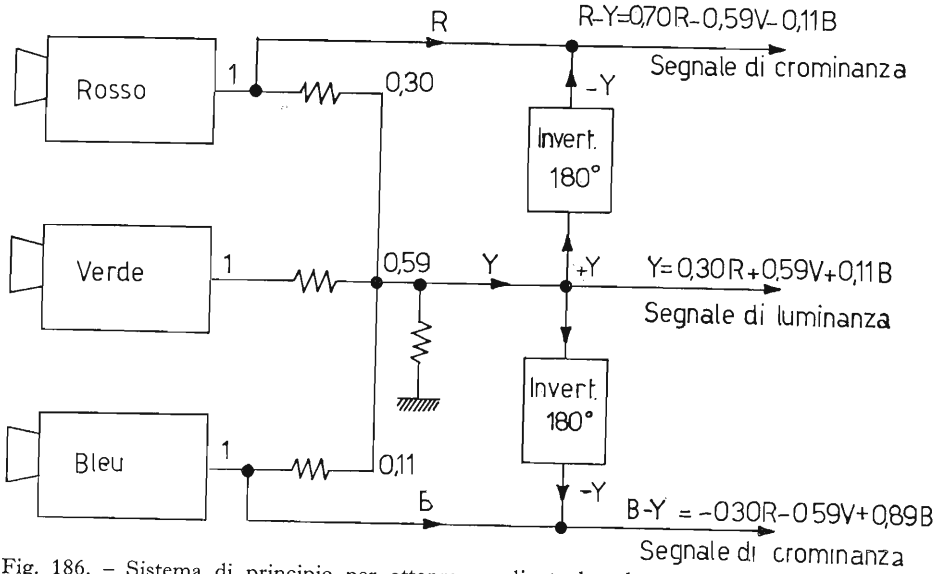


Fig. 186. – Sistema di principio per ottenre, mediante le telecamere $R\ V\ B$ i segnali Y, $(R - Y)$ e $(B - Y)$.

I tre segnali valgono rispettivamente:

$$Y = 0{,}30\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B$$

$$R - Y = 100\,R - (0{,}30\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B) = 0{,}70\,R - 0{,}59\,V - 0{,}11\,B$$

$$B - Y = 100\,B - (0{,}30\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B) = -0{,}30\,R - 0{,}59\,V + 0{,}89\,B$$

b) I SEGNALI DI CROMINANZA I e Q.

I segnali di crominanza I e Q vengono ricavati in funzione dei segnali *differenza di colore* $(R\text{-}Y)$ e $(B\text{-}Y)$ e delle tensioni all'uscita delle telecamere RVB. I segnali I e Q così ottenuti vengono combinati in un unico segnale di colore il quale assieme al segnale di luminanza entra nel circuito modulatore del trasmettitore. Il sistema viene denominato: *modulazione bifase*. In tale sistema di modulazione, due portanti isofrequenziali (4,43 MHz), sfasate fra di loro di 90°, vengono modulate in modo indipendente da un segnale cromatico (I e Q). I modulatori impiegati sono di tipo bilanciato: atti cioè

a sopprimere la portante di 4,43 MHz e presentare all'uscita le sole bande laterali. Il segnale risultante è formato così dalle sole bande laterali di modulazione, sfasate di 90° fra di loro e dovute ai segnali modulanti I e Q. Questo nuovo segnale, contenente le informazioni cromatiche I e Q, assieme al segnale Y entra nel modulatore della portante a radio frequenza per essere, dopo l'appropriata amplificazione, trasmesso.

In fig. 187 è rappresentato schematicamente tale processo.

Ritorniamo a considerare come si ottengono i segnali di crominanza I e Q da quelli $(R\text{-}Y)$ e $(B\text{-}Y)$. Anzitutto bisogna premettere che i livelli rela-

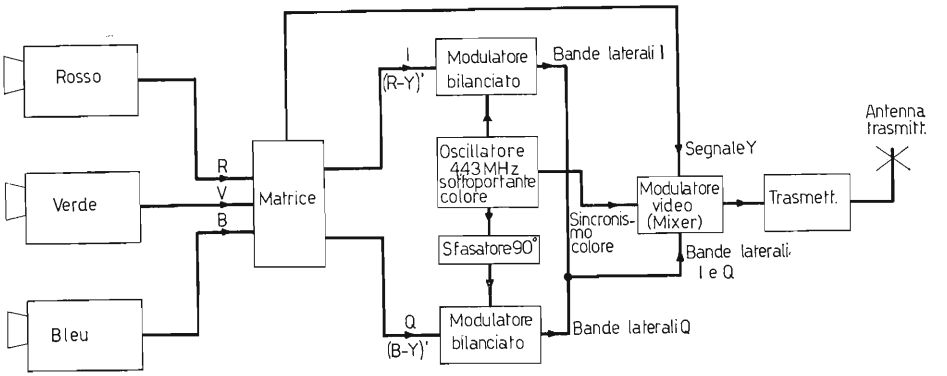


Fig. 187. – Schema a blocchi di principio di un trasmettitore per TV a colori.

tivi ai segnali differenza di colore, per evitare distorsioni per sovramodulazione, vengono ridotti di ampiezza in trasmissione, della quantità 1,14 per il segnale $(R\text{-}Y)$ e 2,03 per quello $(B\text{-}Y)$. Naturalmente in ricezione, dopo lo stadio demodulatore, determinati circuiti ritornano a conferire a detti segnali le giuste ampiezze. I segnali differenza di colore corretti valgono, allora, rispettivamente:

$$(R-Y)' = \frac{(R-Y)}{1{,}14} = 0{,}877\,(R-Y); \quad (B-Y)' = \frac{(B-Y)}{2{,}03} = 0{,}493\,(B-Y)$$

Nel sistema NTSC, le sottoportanti di colore vengono modulate dai segnali I e Q, ottenuti, come è visibile in fig. 188 dai due assi ortogonali, sfasati di 33° in anticipo sulle sottoportanti di colore sopra considerate, potendo così ridurre la banda dei segnali di colore e mantenere il più possibile la percezione del dettaglio di colore nell'immagine ricevuta.

Si ha, allora, per le componenti I e Q le espressioni:

$$I = (R-Y)' \cdot 0{,}84 - (B-Y)' \cdot 0{,}54; \quad Q = (R-Y)' \cdot 0{,}54 + (B-Y)' \cdot 0{,}84$$

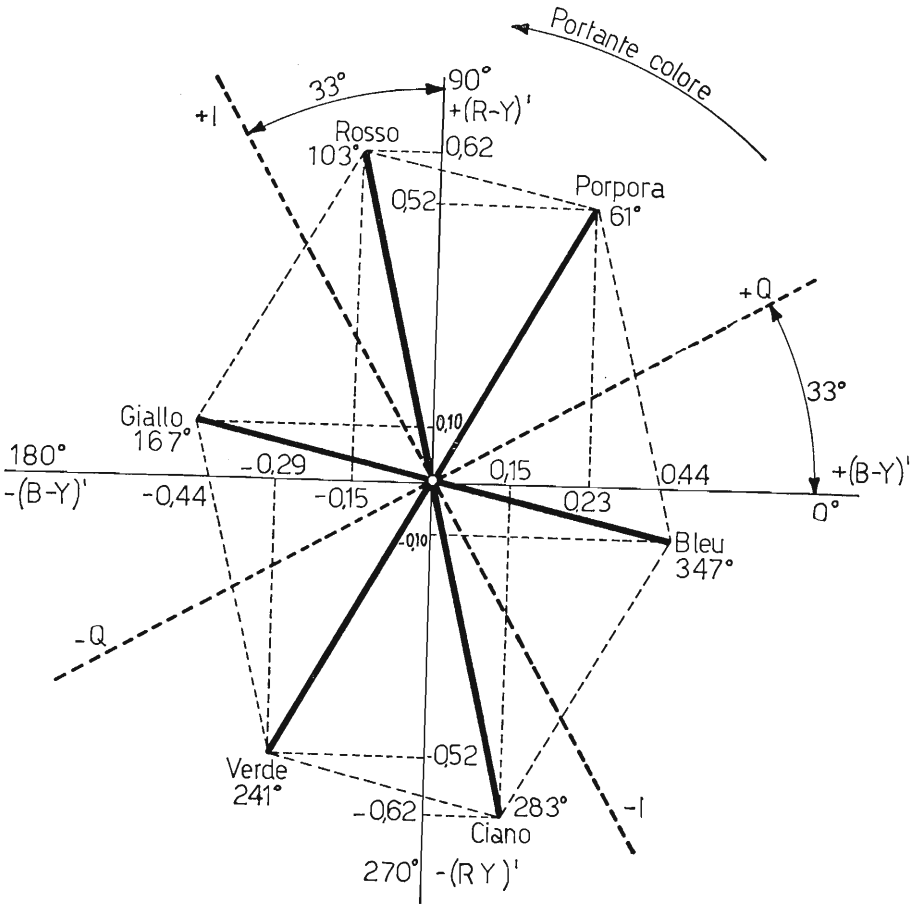


Fig. 188. – Coordinate dei colori primari e complementari, in funzione dei segnali differenza di colore, nel sistema americano *NTSC* e relativa posizione in anticipo di 33° dei segnali $\pm I$ e $\pm Q$ sui segnali $(B - Y)'$ ed $(R - Y)'$.

Esprimendo ora $(R\text{-}Y)'$ e $(B\text{-}Y)'$ in funzione dei relativi valori dei colori primari R, V, B, si ottiene infine per i segnali I e Q le seguenti espressioni:

$$I = 0{,}60\,R - 0{,}28\,V - 0{,}32\,B; \quad Q = 0{,}21\,R - 0{,}52\,V + 0{,}31\,B$$

Considerando ora che i segnali I e Q sono anche dovuti a note quantità dei colori primari R, V, B, (come è visibile nelle ultime espressioni scritte) è possibile dedurre che, mediante opportuni circuiti-matrice e circuiti addizionatori è possibile ottenere direttamente i segnali I e Q dai segnali relativi ai colori primari R, V, B dell'immagine. Ricordiamo ancora una volta che il segnale I va poi a modulare la sottoportante di colore a 4,43 MHz con una banda di frequenze di 1,5 MHz e sopressione parziale della banda laterale superiore (come in fig. 183), mentre il segnale Q modula poi tale

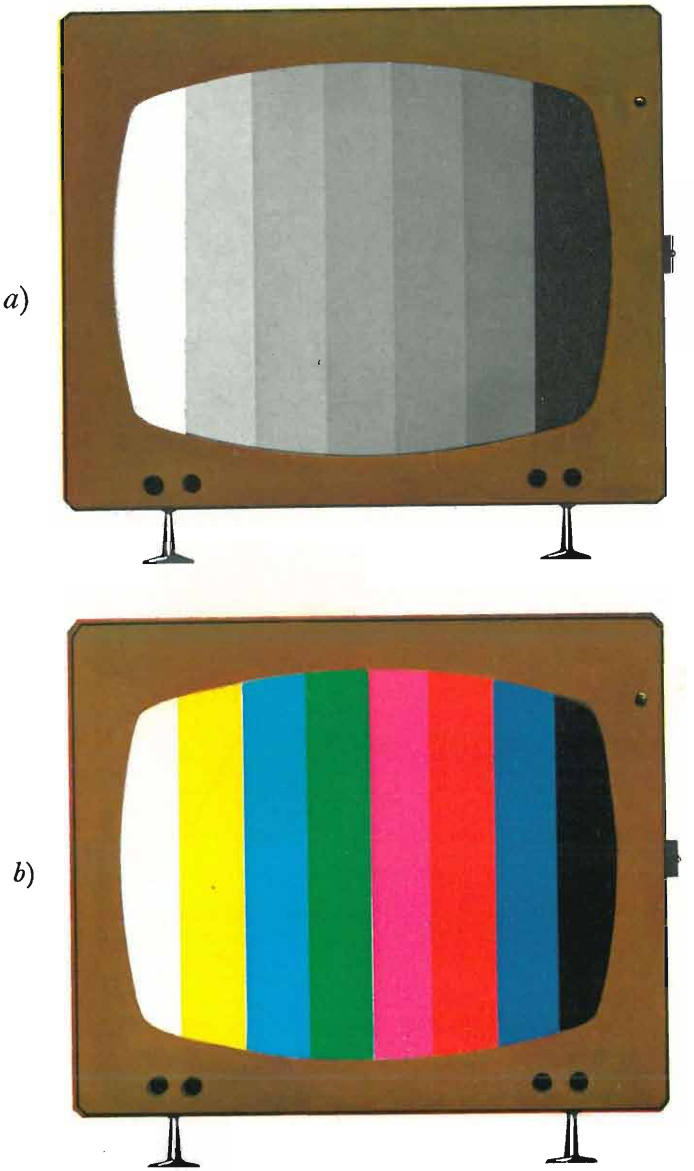


Fig. 189. – Ricezione delle otto barre di taratura del colore trasmesse dalla RAI: *a*) da parte di un televisore in bianco e nero; *b*) da un televisore a colori.

sottoportante con una banda di frequenze di 0,5 MHz. Il segnale Q si trova nel triangolo di cromaticità sulla retta che unisce fra di loro i colori verde e porpora, mentre il segnale I si trova, sempre in detto triangolo, sulla retta che unisce fra di loro i colori arancione e ciano.

64. Trasmissione di otto barre colorate per la taratura del colore nei ricevitori per TV a colori.

Verifichiamo ciò che avviene quando si trasmette una serie di otto barre colorate (quello che effettua normalmente la RAI nelle trasmissioni sperimentali della TV a colori, sulla banda delle *UHF* — secondo programma) disposte in senso verticale sullo schermo e i cui colori sono avvicendati in modo che il relativo segnale di luminanza, per la compatibilità di ricevere tale segnale nei televisori in bianco e nero, formi una « *scala di grigi* » con variazione graduale di tonalità dal bianco al nero, partendo dalla sinistra dell'immagine e verso la destra. Tali colori sono: bianco, giallo, ciano, verde, magenta, rosso, bleu e nero. Per i televisori in bianco e nero l'immagine appare come in fig. 189*a*), mentre in fig. 189*b*) è visibile la stessa successione di barre colorate osservate da un ricevitore a colori. Tali barre rappresentano il segnale di *taratura del colore* per i televisori a colori.

Per tali barre in fig. 190 è rappresentata la successione dei segnali uscenti dai tre tubi da ripresa, rispettivamente: *b*) del rosso, *c*) del verde e *d*) del bleu con livello unitario. Tali tensioni sono quelle che effettivamente vengono a formarsi fra catodo e griglia di ciascun cannone elettronico, allorché si vuole riprodurre sullo schermo la successione di barre colorate. Come si può notare il bianco è formato dalla somma dei tre colori fondamentali: rosso, verde e bleu; il giallo dalla somma dei colori rosso e verde; il ciano dalla somma dei colori verde e bleu; il verde è dovuto al solo colore fondamentale; il porpora o magenta dalla somma del rosso e del bleu; il rosso ed il bleu sono colori fondamentali, mentre il nero si riproduce con i tre cannoni interdetti (assenza di segnali all'uscita dei tre tubi da ripresa). In fig. 191 sono rappresentati: in *a*) la successione di barre colorate del segnale di taratura del colore sopra descritto; in *b*) il relativo segnale di luminanza (con ordinate negative) per la compatibilità della ricezione in bianco e nero; in *c*) il segnale differenza di colore ($V_R - V_Y$); in *d*) il segnale differenza di colore ($V_V - V_Y$); in *e*) il segnale differenza di colore ($V_B - V_Y$). Inoltre in *b*') è rappresentato il segnale di luminanza, sempre con ordinate negative ($-V_Y$), esso mantiene gli stessi valori del caso *b*) prima di modulare la portante del trasmettitore, in quanto le sue ordinate vengono moltiplicate per uno; in *c*') è rappresentato il segnale $(V_R - V_Y)'$ ridotto in ampiezza, ossia ottenuto moltiplicando ogni ordinata del corrispondente segnale ($V_R - V_Y$) per 0,877; infine in *e*') è riportato il segnale $(V_B - V_Y)'$ ridotto in ampiezza ed ottenuto analogamente al caso precedente, moltiplicando per 0,493 il corrispondente segnale ($V_B - V_Y$).

Dopo quanto esposto si può concludere secondo quanto segue. Allorché si trasmette la successione di barre rappresentate nella fig. 189, i segnali uscenti dai tre tubi da ripresa: del rosso, del verde e del bleu, relativamente

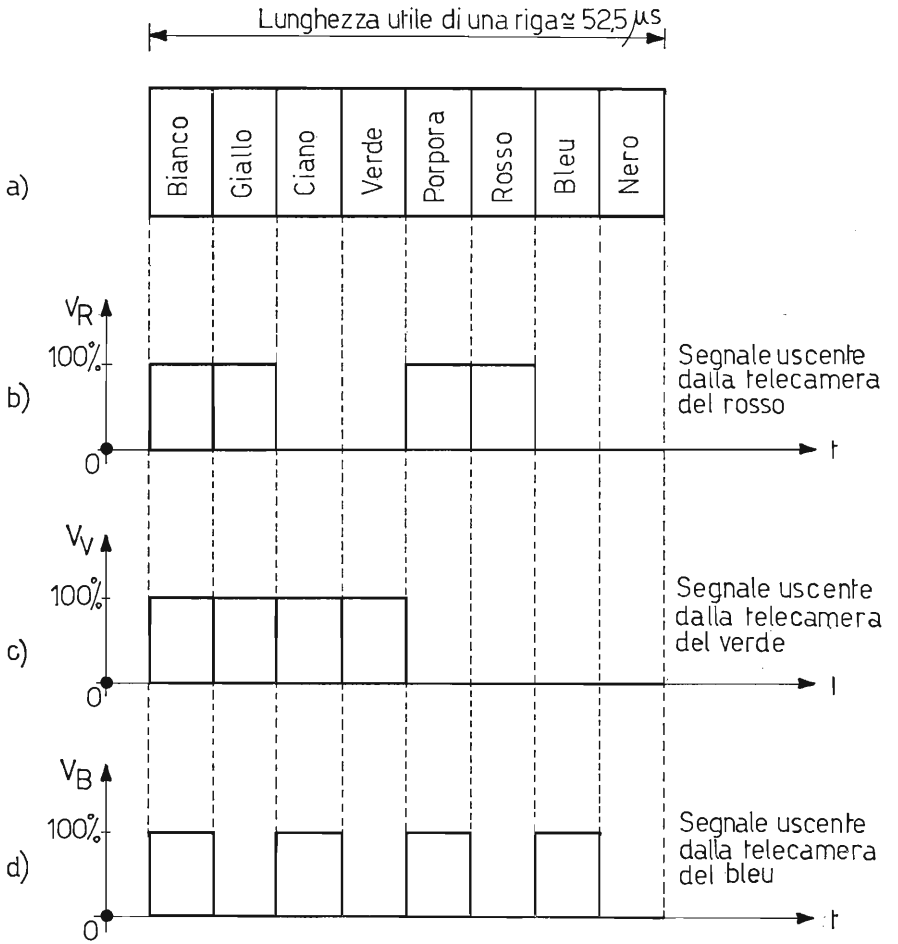


Fig. 190. – Segnali V_R, V_V, V_B all'uscita delle tre telecamere del colore nella esplorazione di una riga dell'immagine formata dalle otto barre visibili in *a*).

a colori molto saturi, sono rappresentati dai grafici delle tensioni V_R, V_V, V_B, di fig. 190 con valori massimi unitari. I segnali di colore: somma e differenza, si ottengono a loro volta mediante un circuito di matrizzazione.

Tali segnali sono: quello di luminanza V_Y, ottenuto dalla somma di determinate quantità di V_R, V_V, V_B ed i segnali differenza di colore $(V_R - V_Y)$ e $(V_B - V_Y)$. Il segnale $(V_V - V_Y)$ non viene irradiato, in quanto esso è contenuto implicitamente negli altri segnali trasmessi.

Prima di modulare la sottoportante di colore, i segnali differenza di colore vengono ridotti in ampiezza delle note quantità sopraccitate per ragioni

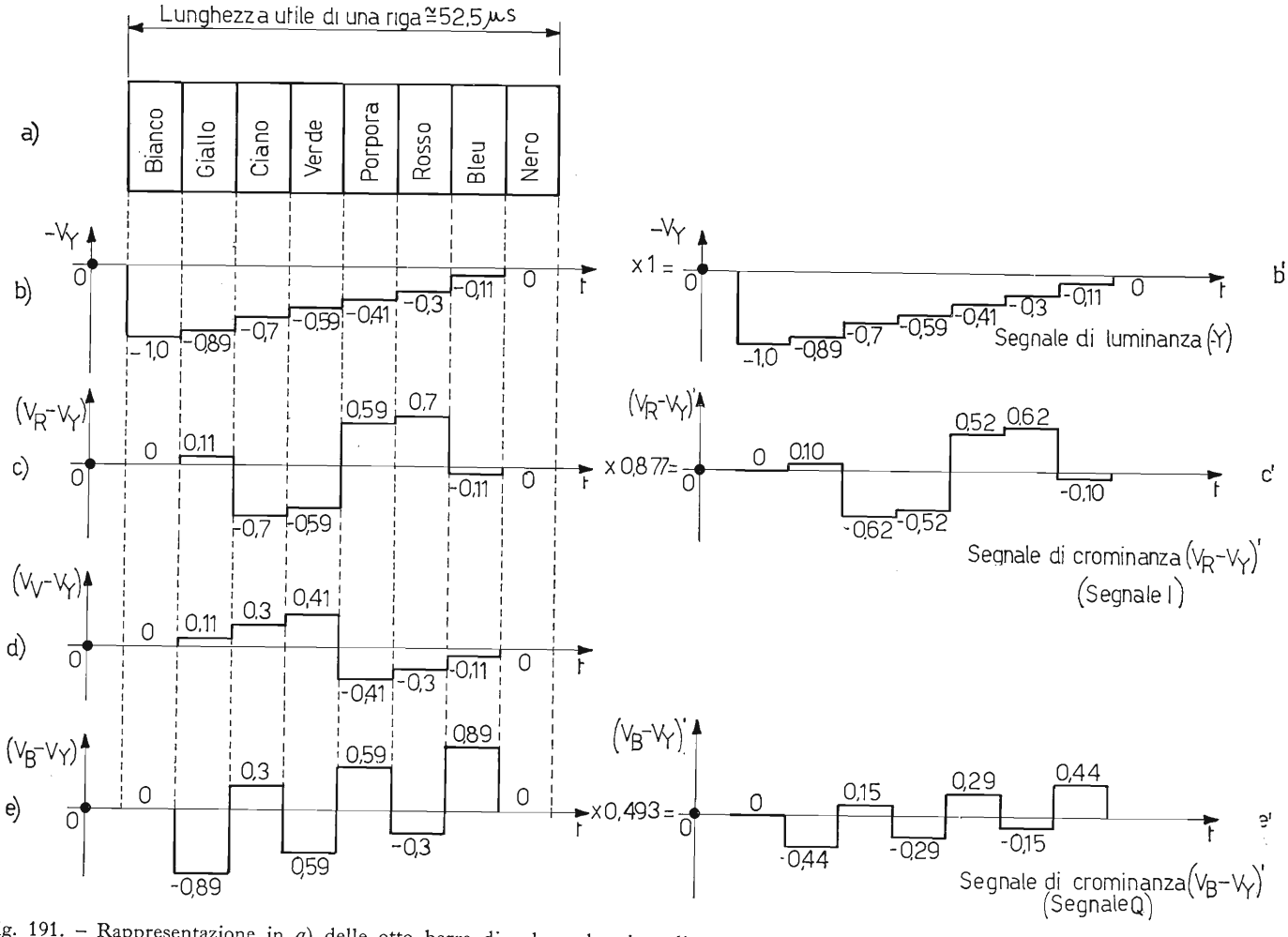


Fig. 191. – Rappresentazione in *a*) delle otto barre di colore che si vogliono trasmettere, in *b*) del corrispondente segnale di luminanza — Y, in *b'*), *c'*), *e'*) sono rappresentati i segnali veramente trasmessi, ossia rispettivamente: il segnale di luminanza — Y, e quelli differenza di colore corretti in ampiezza $(V_R - V_Y)'$ e $(V_B - V_Y)'$.

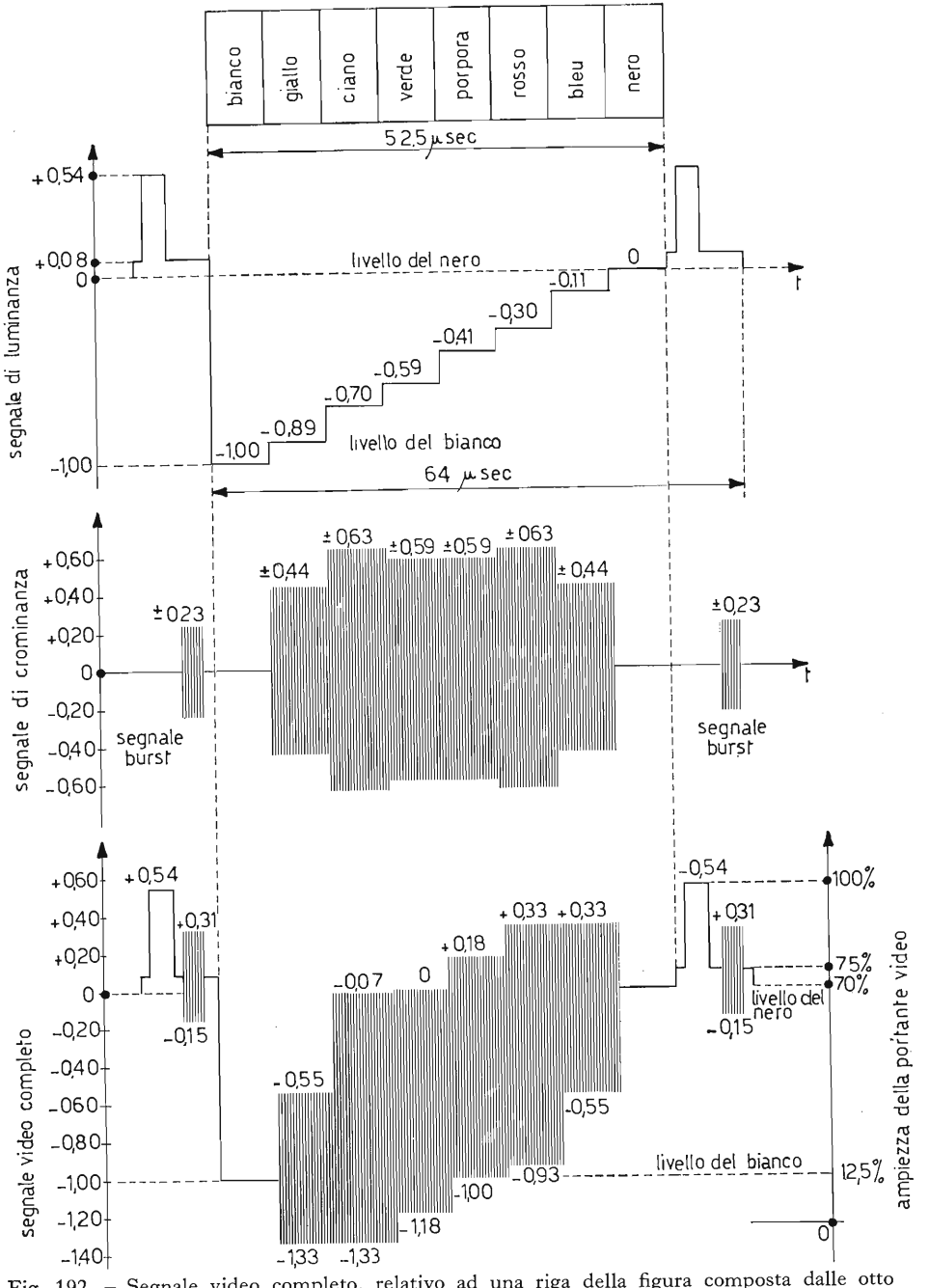


Fig. 192. – Segnale video completo, relativo ad una riga della figura composta dalle otto barre di colore e ottenuto dalla sovrapposizione dei segnali di luminanza e crominanza. Nella parte posteriore dell'impulso di sincronismo di riga è visibile il segnale burst. Il segnale video completo va poi a modulare la portante a radiofrequenza relativa al canale trasmesso.

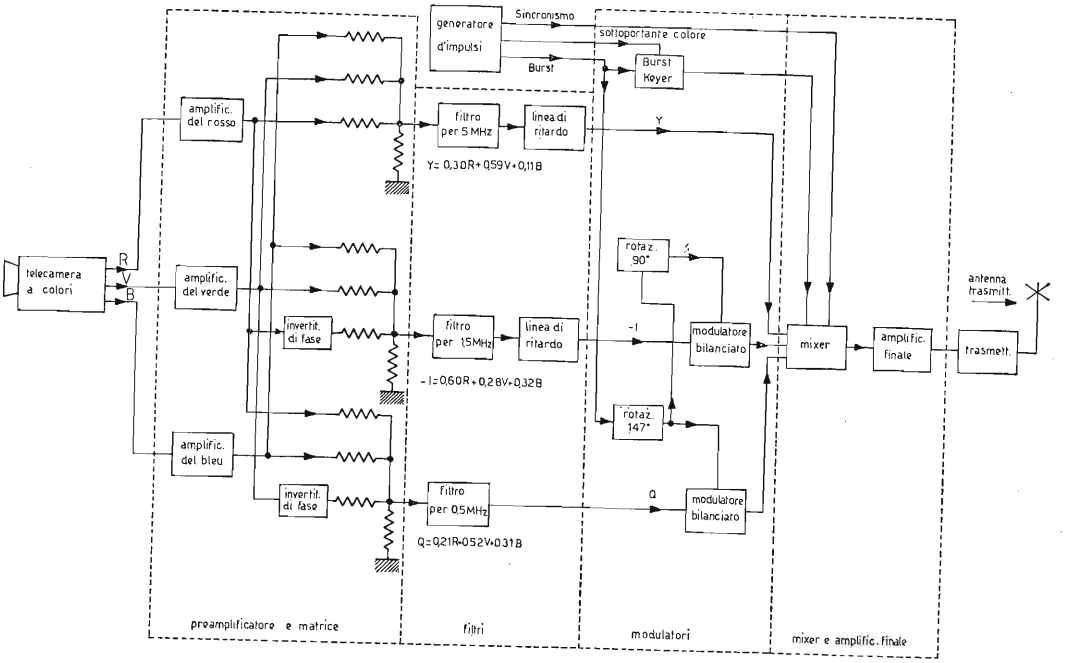
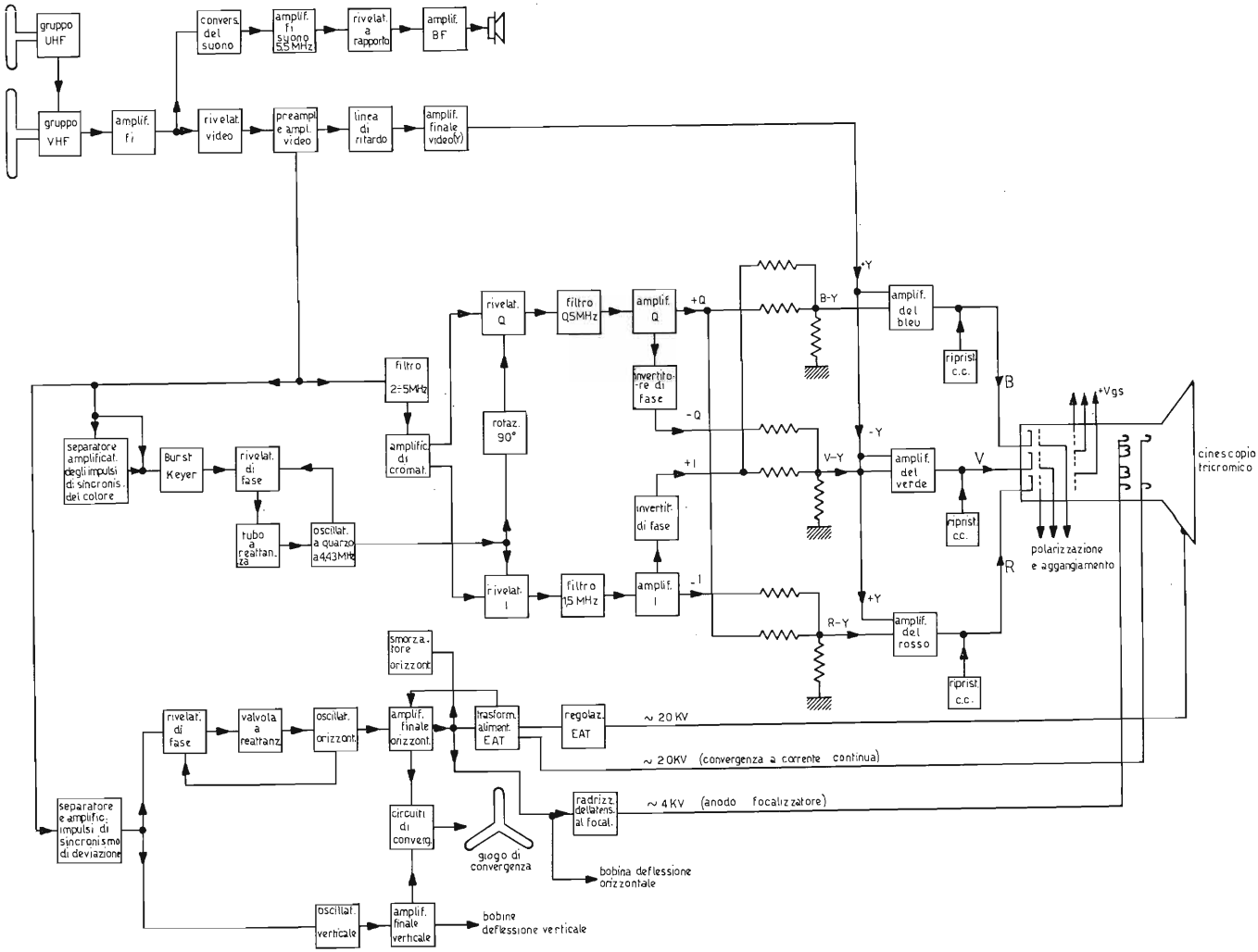


Fig. 193. – Circuito a blocchi, sufficientemente dettagliato, di un trasmettitore per TV a colori, secondo il sistema americano *NTSC*.

tecniche di trasmissione. Infatti in questo modo la somma vettoriale dei due segnali che modulano le due frequenze a 4,43 MHz, in quadratura fra loro, non oltrepassa il limite massimo di sovramodulazione ammessa, cioè il 33%. La diminuzione d'ampiezza dei segnali differenza di colore viene poi compensata al ricevitore con opportuni circuiti, in modo da ritornare ai colori le primitive ampiezze.

È evidente che nella maggioranza dei casi, quando si trasmette un'immagine a colori, non si hanno a disposizione *colori molto saturi*, per cui i livelli dei segnali differenza di colore in generale sono *minori* di quelli sinora considerati, cioè relativi a colori molto saturi. La trasmissione avviene allora nel complesso con buona fedeltà, senza eccessiva preoccupazione di sovramodulare la portante video. Il segnale completo del colore, che va a modulare la portante a radiofrequenza del trasmettitore, viene poi ottenuto dalla somma del segnale di luminanza e delle bande laterali della sottoportante di colore modulata in ampiezza e in fase. Il segnale video si completa con l'aggiunta del segnale di sincronismo del colore (segnale burst) nella parte posteriore di ogni impulso di sincronismo di riga. In fig. 192 è visibile l'oscillogramma di una riga del segnale video completo, ricavato da quello di taratura del colore come sovrap-


gruppo UHF
gruppo VHF
amplif. fi
convers. del suono
amplif. fi suono 5,5 MHz
rivelat. a rapporto
amplif. BF
rivelat. video
preampl. e ampl. video
linea di ritardo
amplif. finale video(Y)
filtro 2÷5MHz
separatore amplificat. degli impulsi di sincronis. del colore
Burst Keyer
rivelat. di fase
tubo a reattanza
oscillat. a quarzo a 4,43 MHz
amplific. di cromat.
rivelat. Q
filtro 0,5MHz
amplif. Q
invertitore di fase
rotaz. 90°
rivelat. I
filtro 1,5 MHz
amplif. I
invertit. di fase
+Q
-Q
+I
-I
+Y
-Y
B-Y
V-Y
R-Y
amplif. del bleu
amplif. del verde
amplif. del rosso
ripristi. c.c.
B
V
R
+Vgs
cinescopio tricromico
polarizzazione e aggangiamento
smorzatore orizzont.
rivelat. di fase
valvola a reattanz.
oscillat. orizzont.
amplif. finale orizzont.
trasform. aliment. EAT
regolaz. EAT
~ 20 KV
~ 20 KV (convergenza a corrente continua)
~ 4 KV (anodo focalizzatore)
radrizz. dell'atens. al focal.
circuiti di converg.
giogo di convergenza
bobina deflessione orizzontale
separatore e amplific. impulsi di sincronismo di deviazione
oscillat. verticale
amplif. finale verticale
bobine deflessione verticale

posizione del segnale di crominanza e del segnale burst al segnale di luminanza.

Come si può osservare dal segnale video completo, il segnale di luminanza serve da supporto al segnale di crominanza e praticamente fornisce a quest'ultimo la linea di riferimento zero. Ciascuna ampiezza del segnale di crominanza viene ottenuta dall'ipotenusa del triangolo rettangolo delle due frequenze a 4,43 MHz modulate in ampiezza e fase ed in quadratura fra di loro.

Forniamo, ora, nelle figg. 193 e 194 gli schemi a blocchi del trasmettitore e del ricevitore per il sistema americano *NTSC*. Di questi omettiamo la descrizione, data la vastità dell'argomento, che non è nostro compito illustrare.

65. **Sintesi tricromatica - il cinescopio tricolore.**

L'elemento che ci permette di riprodurre le immagini a colori viene denominato cinescopio a tre colori. Attualmente due sono i tipi di cinescopi tricolore che si costruiscono e rispettivamente: a tre cannoni elettronici e ad un solo cannone elettronico. Alla prima categoria appartengono il Colortron della CBS ed il Shadow-mask della RCA, mentre alla seconda categoria appartiene il Chromatron del Lawrence.

Di seguito esponiamo in modo sintetico il loro principio di funzionamento.

a) Cinescopi a colori a tre cannoni elettronici.

Questi cinescopi (Colortron e Shadow-mask) impiegono, oltre tre cannoni elettronici relativi ai tre colori primari *RVB*, anche una *maschera metallica*, forata e collocata internamente al tubo a lieve distanza dal deposito fosforescente tricolore. Il fosforo depositato nella parte interna dello schermo non è come nel cinescopio per la TV in bianco e nero, uniformemente depositato e formato dalla stessa qualità in tutta la superficie. Nel cinescopio a tre colori lo strato fosforescente è costituito da un grande numero di gruppi triangolari (terne) di punti di fosforo *RVB* disposti molto ravvicinati fra di loro. Il numero di queste terne è di circa 350.000 distribuite, in modo geometricamente uniforme nell'intera superficie interna dello schermo del tubo. La fig. 195 indica in *a*) il sistema di collocamento, internamente allo schermo del cinescopio tricolore, delle terne dei punti di fosforo *RVB* e la posizione dei fori della maschera forata « Shadow-mask »; in *b*) è visibile di profilo la posizione della maschera forata rispetto lo schermo del tubo a raggi catodici. Per poter eccitare successivamente i fosfori relativi ai colori primari *RVB* e quindi riprodurre fedelmente l'immagine, nel collo del tubo sono disposti tre cannoni elettronici, i quali generano tre distinti fascetti di elettroni. I cannoni elettro-

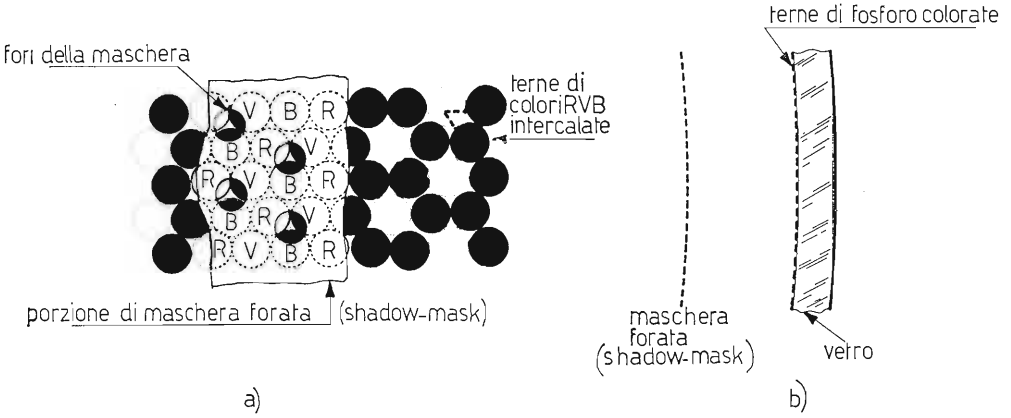


Fig. 195. – Rappresentazione in un cinescopio tricromico a tre cannoni elettronici « Shadow-mask » in *a*) della distribuzione delle terne di fosforo e in *b*) della posizione della maschera forata rispetto lo strato fosforescente.

nici sono sistemati in modo equidistante fra di loro con gli assi a 120° l'uno dall'altro, mediante un sistema di convergenza, dovuto a tre bobine esterne, sistemate sul collo del tubo, sempre a 120° fra di loro e in corrispondenza di detti cannoni. I tre fascetti giungono contemporaneamente ed insieme nello stesso foro della maschera. Il sistema è tale per cui ciascun pennello elettronico colpisce ed eccita il solo punto di fosforo relativo al proprio colore e così naturalmente, man mano che il pennello risultante per convergenza dei tre pennelli singoli viene deflesso in senso orizzontale, per formare una intera riga ed in senso verticale, per formare successivamente il quadro. In fig 196. sono rappresentati in *a*) il sistema di convergenza dei tre pennelli elettronici in un unico foro della maschera in *b*) il cinescopio tricolore assieme ai vari componenti accessori. Infine in *c*) è visibile una riproduzione del cinescopio a maschera forata sezionato nelle parti principali, in modo da fornire una visione globale e realistica della sua costruzione e dell'ubicazione dei vari accessori. Oltre al giogo di deflessione sistemato sul collo del cinescopio tricolore, è montata una bobina purificatrice del colore. Essa viene eccitata da una corrente continua ed il campo magnetico che genera, di natura trasversale, agisce sui tre fascetti elettronici con lo scopo di orientare esattamente i pennelli e farli poi passare, mediante il *sistema di convergenza*, attraverso i fori della maschera. La bobina in discorso è sostituita attualmente da un magnete permanente. Non esiste la trappola ionica, in quanto sarebbe difficoltosa la sua regolazione per il perfetto funzionamento dei tre cannoni elettronici. Il bombardamento degli ioni, sullo strato fosforescente a colori, è allora reso praticamente sterile da un sottile strato di alluminio che protegge il fosforo a colori, impedendone, nel tempo, il danneggiamento da parte del

bombardamento ionico. Per ultimo, notiamo alla periferia dello schermo la presenza di sei magnetini, denominati magneti di purificazione dei bordi. Essi servono a mantenere nell'immagine una buona qualità di colore anche nella zona periferica. La *EAT* da inviare nel modo convenzionale all'elettrodo intensificatore è dell'ordine di 20 ÷ 25 KV. La maschera forata disposta a circa 20 mm dello schermo ed avente la sua stessa curvatura, è costituita di acciaio inossidabile, con un numero di fori leggermente superiore al numero delle terne di colori, ossia circa 360 mila fori, distribuiti uniformemente ed allineati secondo le terne di colore. Essa, come abbiamo già osservato, ha le seguenti funzioni: limita il diametro del pennello elettronico che colpisce lo schermo fosforescente, impedisce che il pennello possa colpire altre terne di fosfori di colore ed assieme al sistema di convergenza fa sì che ogni pennello elettronico

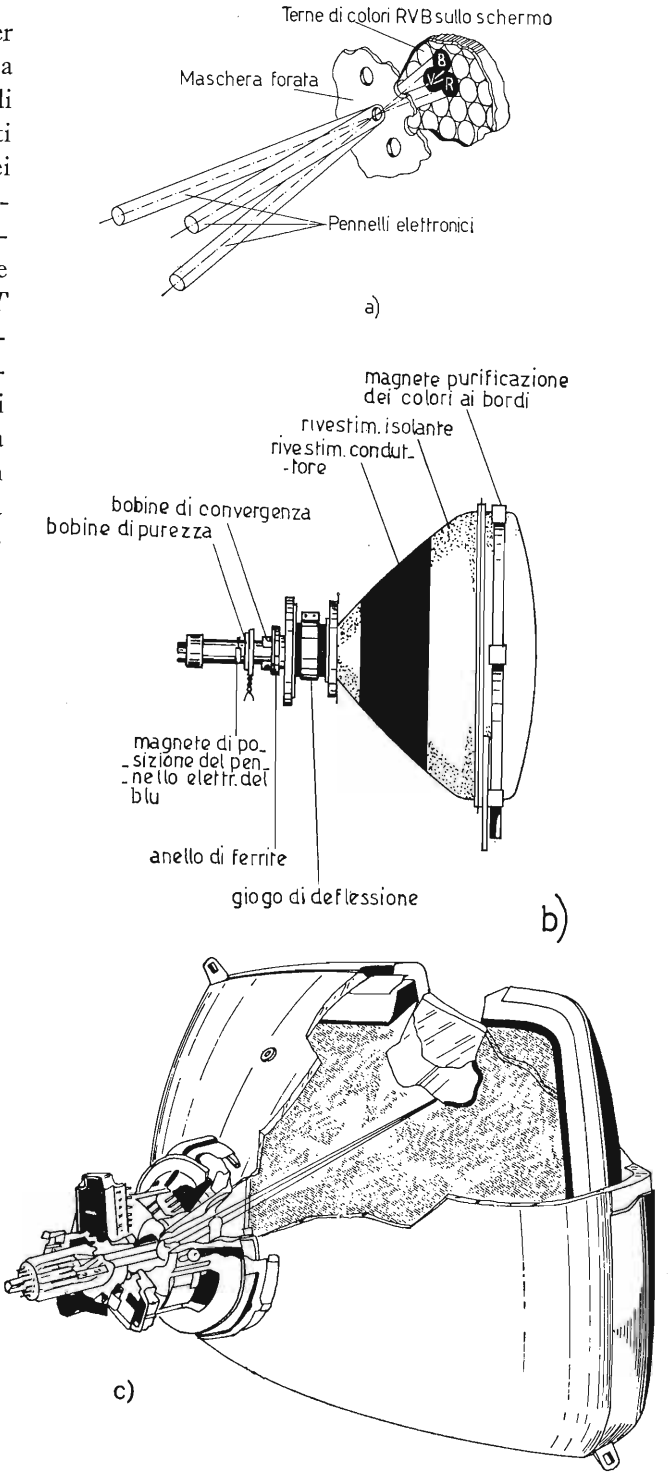


Fig. 196. – Cinescopio tricromico Shadow-mask: sono visibili in *a*) il sistema di convergenza dei tre pennelli elettronici, in *b*) il tubo a raggi catodici con gli accessori previsti e in *c*) il cinescopio in prospettiva, sezionato; per evidenziare seppure grossolanamente, le varie parti componenti: interne ed esterne.

durante la deflessione colpisca sempre ed esattamente il fosforo del proprio colore. Purtroppo essa assorbe e disperde circa l'80% dell'intera corrente dei pennelli elettronici, lasciando passare solamente il 20% degli elettroni dei pennelli elettronici, attraverso i fori in essa praticati. L'assorbimento di una notevole parte della corrente da parte della maschera fa sì che durante il funzionamento essa raggiunga la temperatura di circa 60° centigradi. Tale temperatura provoca una *dilatazione della maschera*, per cui i fori in essa praticati non corrispondono esattamente a quando essa è a freddo. L'immediata conseguenza è una lieve perdita della purezza del colore al centro dell'immagine ed addirittura la perdita di colore alla periferia dell'immagine stessa. Si ovvia in parte a questo inconveniente, sostenendo la maschera forata ai bordi del tubo e nella parte interna di esso, mediante laminette di compensazione termica. Per quanto riguarda la notevole perdita di elettroni da parte dei fasci elettronici, si ovvia, in parte, impiegando fosfori ad elevata efficienza luminosa.

b) Cinescopio a colori a un solo cannone elettronico: Chromatron del Lawrence.

Il Chromatron, inventato dal Lawrence ed elaborato dalla Paramount Picture Corporation è notevolmente semplificato rispetto al tipo a tre cannoni. Anzitutto, esso funziona con un solo cannone elettronico e si differenzia, inoltre, dal tipo della RCA precedentemente descritto nella tecnica di sistemazione del fosforo a tre colori. In questo tubo, infatti, il fosforo anziché formare i punti di colore relativi ai tre colori primari, *RVB*, è depositato a striscie orizzontali e a gruppi di tre colori disposti alternativamente sullo schermo. Ciascun gruppo di striscie *RVB*, una separata dall'altra da un lieve interspazio, occupa circa un millimetro di larghezza di schermo. Nelle immediate vicinanze dello schermo, (circa 20 mm) e nella parte interna, sono disposti due gruppi di fili paralleli fra di loro e con le striscie di fosforo intercalati l'uno con l'altro. Essi vengono denominati *griglie di colore* e servono per far deviare il pennello elettronico, in funzione del campo elettrico che si origina fra di loro, durante il suo spostamento orizzontale, in modo che esso vada a colpire o la striscia rossa o quella bleu o quella verde. In particolare, quando fra i fili costituenti le griglie di colore, non esiste alcuna differenza di potenziale, il pennello elettronico prosegue in senso rettilineo e colpisce la *striscia verde*, mentre colpisce alternativamente o la *striscia rossa* o quella *bleu* a seconda del potenziale inviato alle griglie di colore. Nella fig. 197 è rappresentato il principio di funzionamento del tubo Chromatron.

La frequenza, che produce l'oscillazione verticale del pennello elettronico durante la sua deflessione orizzontale, è quella stessa della sottoportante di

colore, ossia 4,43 MHz. Contemporaneamente alla griglia del tubo a raggi catodici vengono inviati i segnali video del colore, così mentre il pennello avanza orizzontalmente colpendo successivamente il rispettivo fosforo, la sua intensità viene variata, conferendo in ogni istante la giusta intensità al fosforo colpito. Alle griglie di colore viene conferito un potenziale di circa 5000 volt, costanti ed uno variabile per lo spostamento verticale del pennello durante la scansione orizzontale di circa ± 500 volt, alla frequenza di 4,43 MHz mentre fra le griglia di colore ed il rivestimento di alluminio, dalla parte opposta delle striscie di colore, per aumentare la luminosità dell'immagine e

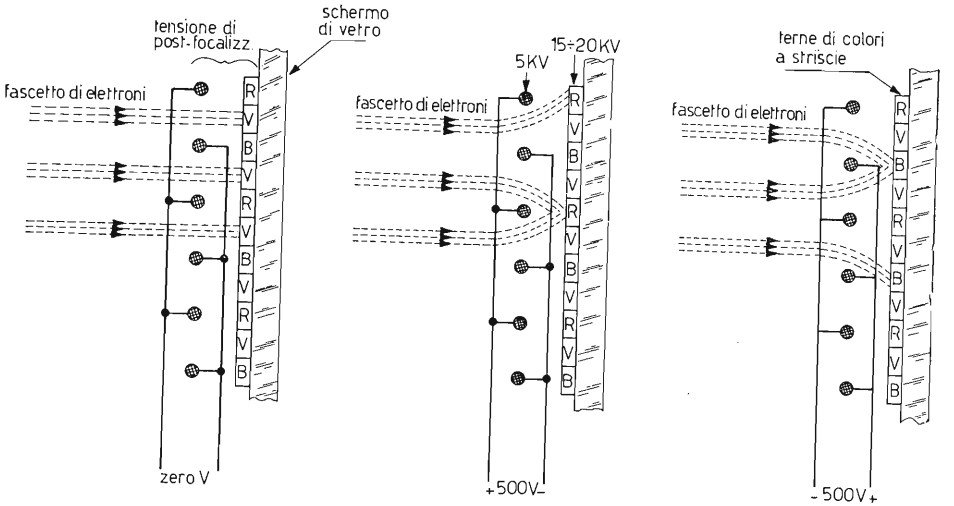


Fig. 197. – Principio di funzionamento del tubo tricromico « Chromatron ».

per la messa a fuoco del pennello elettronico sulle striscie di colore, viene stabilito un potenziale di circa 15 KV ÷ 20 KV costanti. Questo sistema è anche denominato messa a fuoco post-deflessione. La trasparenza delle griglie di colore è circa dell'80%, rispetto il solo 20% del tipo Shadow-mask, per cui a parità di corrente anodica nel pennello elettronico dei due tubi, nel cinescopio Chromatron la luminosità è circa 4 volte quella ottenuta dal tubo Shadow-mask. Altre compagnie di televisione stanno progettando tubi per la TV a colori, come ad esempio la CFT (Compagnie Francaise de Télèvision) ha allo studio un nuovo tubo tricromico, con prevista una griglia di colore unipolare (tipo Shadow-mask) però ad elevata trasparenza. Questo tubo, a differenza di quello della RCA, ha il fosforo colorato depositato a striscie come nel tubo Chromatron mentre conserva i tre cannoni elettronici. La Philco dal canto suo ha allo studio un nuovo tipo di tubo tricromico, denominato

« Beam indexing » (a raggio pilota), inventato da Apple. In esso i fosfori colorati sono depositati a strisce verticali, con la particolarità di avere inserita fra ogni terna di strisce di colore, una striscia di materiale opportuno, il quale colpito dal pennello elettronico dell'unico cannone elettronico, emette raggi ultravioletti. Queste radiazioni sono captate da una cellula fotoelettrica la quale comanda poi mediante un dispositivo particolare, istante per istante, la deflessione del fascetto di elettroni.

66. **Cenni sul sistema PAL.**

È noto che nel sistema americano *NTSC* le due sottoportanti di colore a 4,43 MHz in quadratura fra loro, vengono modulate in ampiezza e in fase dai segnali $(R - Y)'$ e $(B - Y)'$ rispettivamente: in ampiezza per la saturazione del colore e in fase per la sua tinta. Ora, qualsiasi variazione imprevista della fase di detto segnale, durante la propagazione, porta ad una alterazione della tinta dei colori trasmessi. Questa variazione di fase, qualsiasi sia il motivo che la ha provocata, se supera i 15° è intollerabile ed il ricevitore riproduce colori completamente diversi di quelli appartenenti alla scena trasmessa. È da ricordare che per ottenere di nuovo nel ricevitore i primitivi segnali differenza di colore $(R - Y)$ e $(B - Y)$ si rigenerano internamente al ricevitore le due frequenze a 4,43 MHz e si iniettano in un demodulatore sincrono. Si avrà cura, naturalmente, di aumentare il livello dei segnali ricevuti, rispettivamente di 1,14 per il segnale $(R - Y)'$ e di 2,03 per quello $(B - Y)'$.

In America, dove il sistema *NTSC* è applicato, l'errore di fase è contenuto in un massimo di 2°, per cui è accettabilissima l'immagine riprodotta. In Europa, invece, dove vi sono diverse zone con sistemi montagnosi, le variazioni di fase del segnale ricevuto, rispetto quello trasmesso, producono un'alterazione alle tinte dei colori, purtroppo inaccettabile.

Il sistema *PAL* (phase alternating line) elimina quasi completamente questa eventualità. Esso è stato studiato e realizzato dal tedesco Walter Bruch della Telefunken di Hannover. Il sistema *PAL*, il quale mantiene le stesse caratteristiche di quello americano *NTSC*, si differenzia sostanzialmente dallo stesso nel metodo di modulazione delle due sottoportanti in quadratura a 4,43 MHz da parte dei segnali differenza di colore. Il sistema *PAL*, infatti, mediante una speciale *linea di ritardo*, prevista nel ricevitore, assicura la compensazione degli errori di fase che il segnale ricevuto potrebbe accumulare durante il tragitto dal trasmettitore al ricevitore. Ciò avviene nel seguente modo: la sottoportante del colore a 4,43 MHz, la quale viene modulata in ampiezza e fase dal segnale $(R - Y)'$ viene invertita di polarità alternativamente (da 0° a 180°) di riga in riga; mentre la sottoportante a 4,43 MHz in quadratura con la prima viene modulata in ampiezza e in fase dal segnale

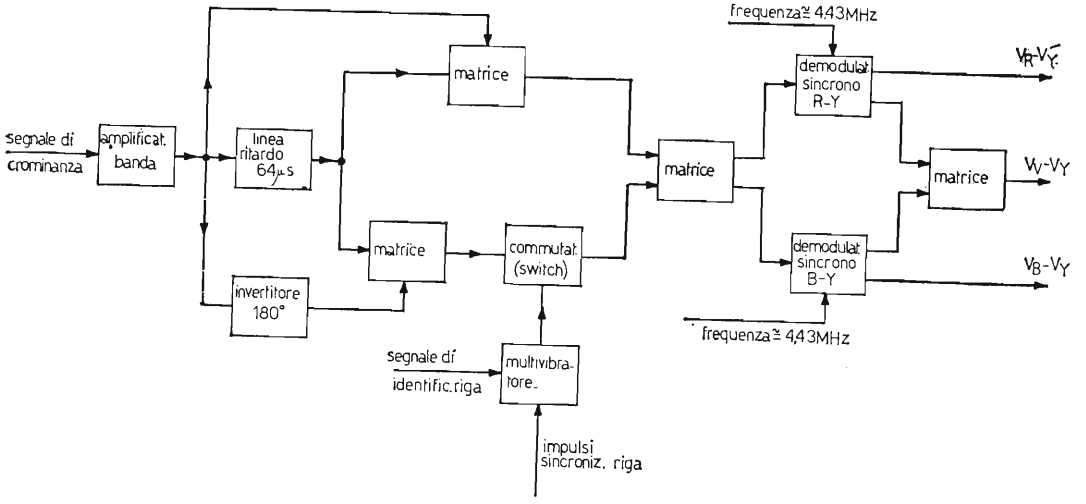


Fig. 198. – Schema a blocchi del decodificatore del colore, impiegato nel sistema *PAL*.

$(B - Y)'$ e mantiene la stessa polarità per tutte le righe, dualmente al sistema *NTSC*.

Nel ricevitore esiste, come già detto, nel sistema di decodificazione (fig. 198) una linea di ritardo, la quale *ritarda* il segnale di crominanza ricevuto per un tempo pari alla scansione di una riga (64μ sec). In questo modo, quando giunge il segnale di crominanza della riga successiva a pilotare il cinescopio tricromico, si hanno a disposizione contemporaneamente due segnali informazione del colore: quello della riga ricevuta e quello della riga precedente in ritardo cioè di 64μ sec.

Se esiste differenza di fase, durante il tragitto trasmettitore-ricevitore, i due segnali giungono sbagliati, però il primo con una differenza di fase, avente un certo segno, mentre il secondo (ad esempio quello ritardato) con la stessa differenza di fase, ma di segno opposto alla prima. Assieme i segnali vengono sommati e sottratti ed, in questo modo, gli errori delle tinte dovuti alle differenze di fase vengono praticamente eliminati, in maniera elettronica, per cui l'occhio vede l'esatto colore irradiato dal trasmettitore anche laddove le condizioni di ricezione non sono ideali, cioè, come abbiamo ricordato, nelle zone con sistemi montagnosi, valli dovute a fiumi, grandi città, ecc.

67. Cenni sul sistema SECAM.

Il sistema *SECAM* (Sequientiel a mémoire) dovuto a Henry de France e realizzato dalla CFT conserva anch'esso gli stessi principi che governano

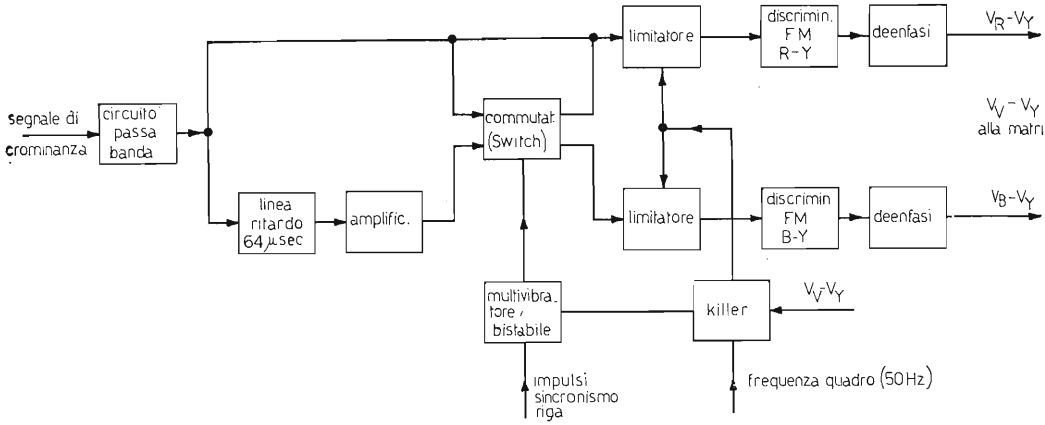


Fig. 199. - Schema a blocchi del decodificatore del colore, impiegato nel sistema *SECAM*.

il primo sistema di TV a colori, ossia quello americano *NTSC*, per quanto riguarda il segnale di luminanza Y, mentre si differenzia dallo stesso e quindi anche da quello *PAL* per il modo di trasmissione dei segnali differenza di colore. Ovviamente anche questo sistema, come i due precedenti, permette la compatibilità di ricezione per i televisori in bianco e nero, però è il meno compatibile.

La diversificazione, per la trasmissione dei segnali differenza di colore sta in questi termini: i segnali differenza di colore $(R - Y)$ e $(B - Y)$ ricavati nel modo tradizionale dai colori primari e dal segnale di luminanza, modulano la sottoportante cromatica a 4,43 MHz, anziché in ampiezza e fase, *in frequenza*. Naturalmente questi due segnali non sono trasmessi simultaneamente, perché ciò non sarebbe possibile con il sistema a modulazione di frequenza (*FM*), bensì essi vengono trasmessi successivamente ossia *sequenzialmente* di riga in riga. Nel ricevitore, essendo necessaria la contemporanea presenza dei segnali differenza di colore, oltre il segnale di luminanza, Y, si raggiunge lo scopo mediante un sistema di decodificazione (fig. 199) che include in sè una *linea di ritardo* (memoria) della durata di una riga, ossia 64μ sec. In questo modo si hanno contemporaneamente presenti all'inizio di ogni riga, i tre segnali: il segnale di luminanza Y e i due segnali differenza di colore, ad esempio il segnale $(R - Y)$ della riga che inizia e quello $(B - Y)$ della riga precedente, ritardato di 64μ sec, ossia *memorizzato* per 64μ sec nel ricevitore ad opera della linea di ritardo.

Il sistema a trasmissione sequenziale dei segnali $(R - Y)$ e $(B - Y)$ e l'accumulo dell'informazione, come memorizzazione, hanno permesso l'appellativo SECAM al sistema, ossia Sequentiel à mémoire.

Concludendo, la sottoportante di colore viene modulata, in questo sistema, durante ciascuna riga con un solo segnale differenza di colore, impiegando la modulazione di frequenza. Questo metodo permette di ottenere durante la trasmissione, nel tragitto trasmettitore-ricevitore, il segnale indipendente dagli errori di colore. Una enfasi dipendente dalla frequenza del segnale modulante la sottoportante di colore al trasmettitore, ed una deenfasi di eguale natura al ricevitore, permettono di migliorare la qualità del sistema.

Capitolo X

STRUMENTI DI MISURA

68. L'analizzatore universale o tester.

Con l'analizzatore universale o tester si effettuano principalmente: misura di tensioni continue e alternate, correnti continue e resistenze mentre la misura di altre grandezze, che alcuni tester eseguono, è sempre ricondotta alla misura di una delle grandezze sopra elencate.

Parte principale dell'analizzatore universale è lo strumento a bobina mobile. Esso è costituito: da una bobina, che può ruotare attorno al proprio asse e che porta solidale l'indice dello strumento; da un magnete permanente fra le cui espansioni polari ruota la bobina mobile; da due molle, dette antagoniste, che si oppongono al moto rotatorio della bobina (fig. 200). Se la bobina viene attraversata da una corrente unidirezionale, il campo magnetico che essa crea, tende a farla ruotare in modo da abbracciare il massimo flusso del magnete permanente, con una forza proporzionale alla corrente circolante. A questo movimento si oppongono le molle antagoniste. Quando la forza della bobina uguaglia la forza delle molle antagoniste, la bobina si ferma, determinando così degli spostamenti dell'indice proporzionali alla corrente che l'attraversa. La corrente che necessita per mandare a fondo scala l'indice è dell'ordine di qualche mA per gli strumenti scadenti e di qualche decina di μA per i migliori; mentre la resistenza ohmica della bobina è dell'ordine delle centinaia di ohm. Il loro prodotto ($R \times I$) ci determina altresì il valore della tensione che cade ai capi dello strumento quando l'indice è a fondo scala.

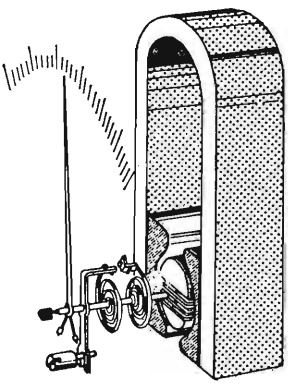


Fig. 200. – Strumento a bobina mobile.

a) Sezione Voltmetrica.

Il voltmetro va posto in derivazione alla tensione da misurare.

Supponiamo di avere a disposizione uno strumento a bobina mobile di 1 mA fondo scala e 100 Ω di resistenza interna e di dover misurare una tensione di 10 V. Lo strumento va a fondo scala con una tensione di:

$$1 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 0{,}1 \text{ V}$$

per cui se gli applichiamo direttamente i 10 V l'indice batte a fondo scala e la bobina mobile si interrompe. Occorre quindi porre in serie allo strumento

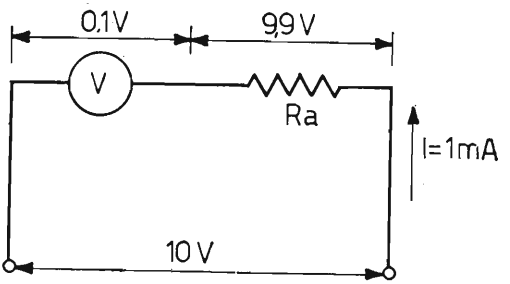


Fig. 201. – Schema di voltmetro con resistore addizionale.

un resistore, detto addizionale, che, quando è attraversato da 1 mA, faccia cadere i volt eccedenti. Nel nostro caso:

$$10 - 0{,}1 = 9{,}9 \text{ V}$$

Lo schema è quello di fig. 201 ed il valore del resistore addizionale è:

$$\frac{9{,}9}{1 \cdot 10^{-3}} = 9.900\,\Omega$$

Lo strumento in questo caso va a fondo scala quando fra i morsetti sono applicati 10 V. Con il medesimo procedimento si può realizzare una serie di

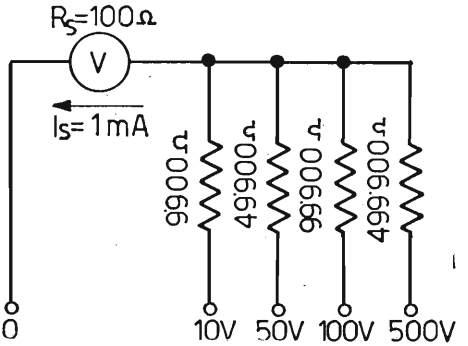


Fig. 202. – Voltmetro a diverse portate con più resistori addizionali.

resistori in modo da poter ottenere diverse portate di fondo scala del voltmetro (fig. 202). In pratica le varie portate voltmetriche si ottengono con un tipo di resistore addizionale universale il cui schema è quello di fig. 203 e

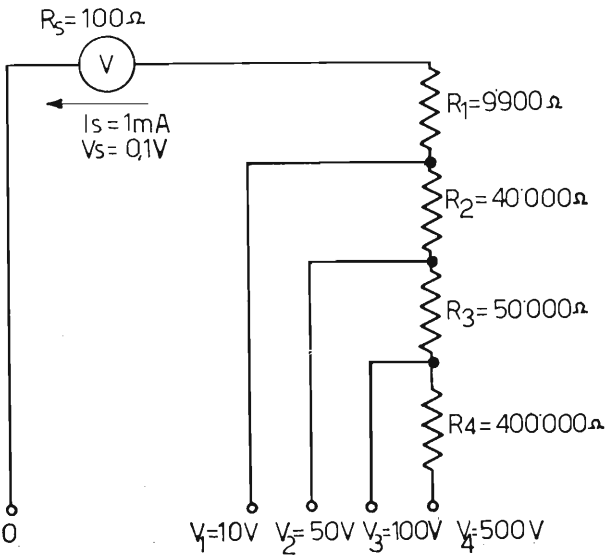


Fig. 203. – Voltmetro a più portate di fondo scala con resistore addizionale universale.

per il calcolo del quale si procede come segue:

$$R_1 = \frac{V_1 - V_s}{I_s} = \frac{10 - 0{,}1}{1 \cdot 10^{-3}} = 9.900\,\Omega;$$

$$R_2 = \frac{V_2 - V_1}{I_s} = \frac{50 - 10}{1 \cdot 10^{-3}} = 40.000\,\Omega;$$

$$R_3 = \frac{V_3 - V_2}{I_s} = \frac{100 - 50}{1 \cdot 10^{-3}} = 50.000\,\Omega;$$

$$R_4 = \frac{V_4 - V_3}{I_s} = \frac{500 - 100}{1 \cdot 10^{-3}} = 400.000\,\Omega.$$

Per la misura di tensioni alternate si pone lo strumento come carico in un ponte di raddrizzatori; tenendo conto, nel calcolo dei resistori addizionali, della resistenza interna dei diodi (fig. 204).

Caratteristica tipica dei voltmetri è il valore della resistenza interna che

presentano per ogni volt di fondo scala. Nel nostro caso (fig. 204) essa vale:

$$\frac{100 + 9.900}{10} = 1.000\,\Omega/\text{V}.$$

Questo valore ci indica se lo strumento usato è più o meno sensibile, infatti nel caso di un voltmetro da 20.000 Ω/V, (buona sensibilità) lo strumento ha una corrente di fondo scala di:

$$\frac{1}{20.000} = 50\,\mu\text{A}.$$

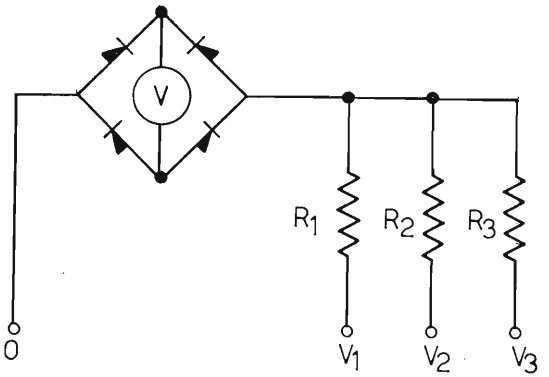


Fig. 204. – Voltmetro per c. a. con ponte di raddrizzatori.

b) Sezione amperometrica.

L'amperometro va posto in serie alla corrente da misurare.

Supponiamo, con lo strumento precedente, descritto in *a*), di dover misurare una corrente di 100 mA. Se inseriamo direttamente nel circuito lo strumento, essendo la sua corrente di fondo scala 1 mA, l'indice batte a fondo scala e la bobina mobile si danneggia interrompendosi il filo in quanto si supera notevolmente la densità di corrente permessa nel filo di rame che costituisce la bobina mobile. Occorre quindi disporre in parallelo allo strumento un resistore, detto di schunt, che, quando è sottoposto ad una differenza di poten-

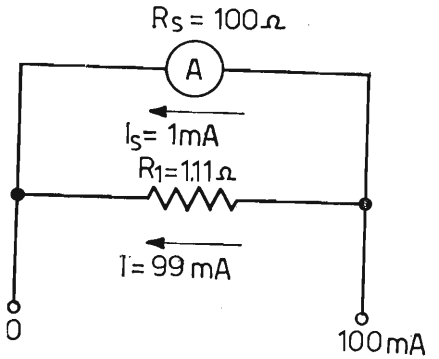


Fig. 205. – Schema di amperometro con resistore di schunt.

ziale di $100\Omega \cdot 10^{-3}$ A = 0,1 V, derivi la corrente eccedente nello strumento. Nel nostro caso:

$$100 \text{ mA} - 1 \text{ mA} = 99 \text{ mA}.$$

Lo schema è quello di fig. 205 ed il valore del resistore di schunt vale:

$$\frac{0{,}1}{99 \cdot 10^{-3}} = 1{,}11\,\Omega.$$

Lo strumento in questo caso va a fondo scala quando fra i morsetti circolano 100 mA. Con il medesimo procedimento si può realizzare una serie

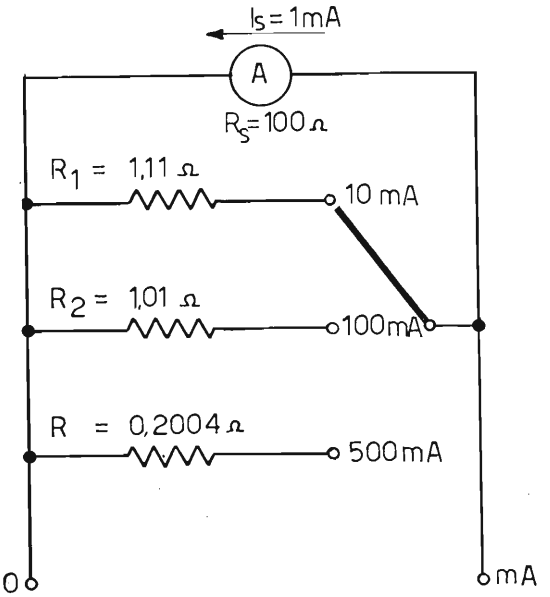


Fig. 206. – Amperometro a più portate di fondo scala con serie di resistori di schunt.

di resistori in modo tale da ottenere diverse portate di fondo scala dell'amperometro (fig. 206). In pratica le varie portate amperometriche si ottengono con un tipo di schunt detto universale il cui schema è quello di fig. 207 e per il calcolo del quale si procede come nel caso precedente.

$$R_t = (R_1 + R_2 + R_3 + R_4) = \frac{0{,}1}{(10 - 1)\,10^{-3}} = 11\,\Omega.$$

Per i valori dei singoli resistori si procede come segue:

$$R_1 = \frac{R_s + R_t}{I_1} I_s = \frac{100 + 11{,}1}{1} 1 \cdot 10^{-3} = 0{,}111\ \Omega$$

$$R_2 = \frac{R_s + R_t}{I_2} I_s - R_1 = \frac{100 + 11{,}1}{0{,}5} 1 \cdot 10^{-3} - 0{,}111 = 0{,}111\ \Omega$$

$$R_3 = \frac{R_s + R_t}{I_3} I_s - (R_2 + R_1) = \frac{100 + 11{,}1}{100 \cdot 10^{-3}} 1 \cdot 10^{-3} - (0{,}111 + 0{,}111) = 0{,}889\Omega$$

$$R_4 = R_s - (R_1 + R_2 + R_4) = 11{,}1 - (0{,}111 + 0{,}111 + 0{,}889) = 10\,\Omega$$

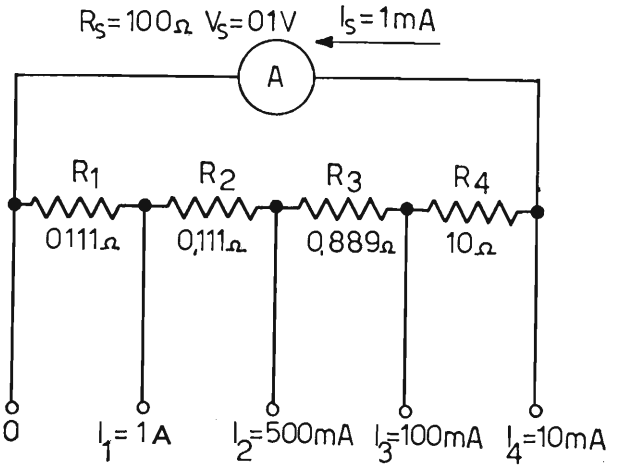


Fig. 207. – Amperometro a più portate con schunt universale.

c) Errori di misura.

Nell'effettuare qualsiasi misura si commettono degli errori che possono essere dovuti al caso oppure all'inserzione degli strumenti di misura che modificano i valori delle grandezze misurate.

Nel primo caso gli errori non sono valutabili a priori, nel secondo invece sono prevedibili e calcolabili.

Nel caso di misure Voltmetriche l'applicazione del voltmetro ad esempio ai capi di un resistore, fig. 208, porta a una modifica della corrente del circuito e quindi della tensione ai capi di R_2. Senza voltmetro essa vale $R_2 \dfrac{E}{R_1 + R_2}$, mentre col voltmetro essa vale:

$$R_2 \frac{E}{R_1 + \dfrac{R_2\ R_V}{R_2 + R_V}}$$

La tensione misurata in effetti dal voltmetro è tanto più vicina al valore reale quanto più alto è il valore di R_V (identica se R_V è infinito).

Si deduce così che il voltmetro deve avere la più alta resistenza interna possibile. A questo proposito torna utile conoscere il valore degli Ω/V del voltmetro: infatti più questo valore è basso più alto è l'errore che si commette.

Particolare attenzione va fatta quando si misura una tensione ai capi di un resistore: occorre che il valore di R_V sia notevolmente più grande del valore del resistore, viceversa l'errore che si commette è intollerabile. Le misure di tensione in c. a., causa l'induttanza della bobina mobile e la capacità dei

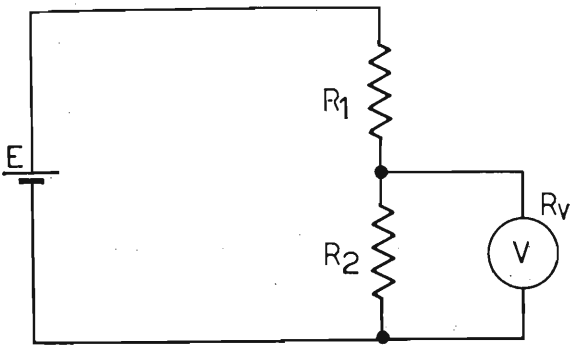


Fig. 208. – Misura della tensione ai capi di R_2.

raddrizzatori, si possono effettuare solo se il valore della frequenza della tensione non supera il valore di qualche KHz (frequenze acustiche).

Nel caso di misure amperometriche l'amperometro inserito nel circuito con la sua resistenza interna R_A modifica la resistenza totale del circuito. Infatti in fig. 209 l'amperometro misura la corrente

$$\frac{E}{R_1 + R_2 + R_A}$$

mentre in effetti la corrente nel circuito è

$$\frac{E}{R_1 + R_2}$$

Il valore della corrente misurata si avvicina tanto più alla corrente reale quanto più bassa è la resistenza R_A (identica per $R_A = 0$). Si deduce così che l'amperometro deve avere la più bassa resistenza interna possibile.

d) Sezione Ohmmetrica.

Si ponga lo strumento precedentemente usato in un circuito come in fig. 210;

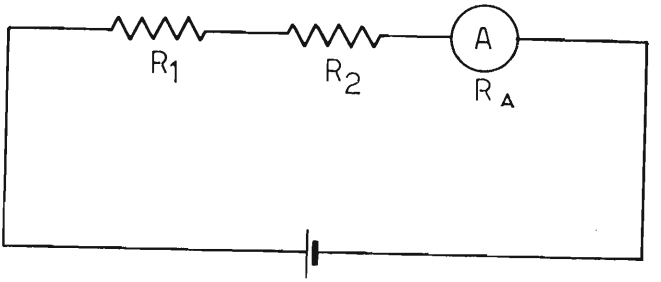


Fig. 209. - Misura della corrente in un circuito.

quando i morsetti A e B sono chiusi nel circuito circola una corrente di $\frac{4,5}{4.400 + 100} = 1$ mA, quindi lo strumento va a fondo scala. Se fra A e B viene posto un resistore di 4.500 Ω la corrente circolante diventa

$$\frac{4,5}{4.000 + 100 + 4.500} = 0,5 \text{ mA},$$

per cui lo strumento si porta a metà scala. In questo modo si sono già stabiliti 3 punti della scala ohmmetrica: strumento a fondo scala quando fra i morsetti vi è resistenza nulla, a metà scala per resistenza 4.500 Ω, all'inizio della scala per resistenza infinita.

Con l'uso di altri resistori tarati, si può tarare per punti tutta la scala.

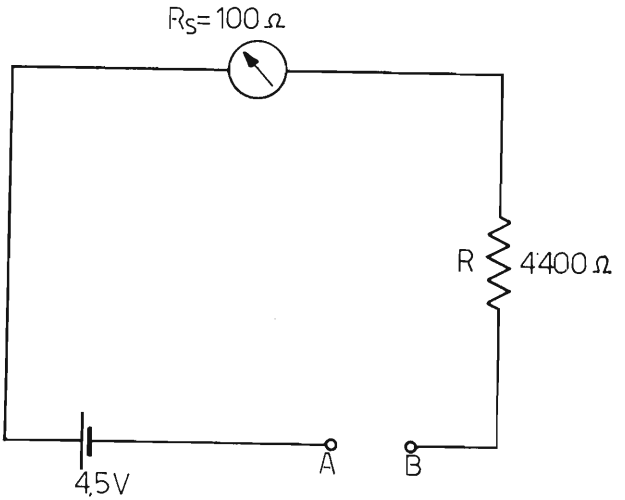


Fig. 210. - Schema di principio dell'ohmmetro.

La resistenza di 4.400 Ω generalmente non è completamente fissa; ma è composta da una parte fissa e una variabile (fig. 211), in modo da poter compensare la diminuzione di tensione della pila nel tempo; introducendo però un errore nella misura. Infatti se la batteria scende a 4,2 V, per avere lo strumento a fondo scala con A e B in corto circuito, la resistenza totale deve essere 4.200. In tale caso però lo strumento va a metà scala con 4.200 Ω fra i morsetti A e B anziché con i 4.500 coi quali la scala era stata tarata.

Altro particolare da tenere presente è che la scala ohmmetrica non è lineare, infatti metà scala comprende resistenze da 0 a 4.500 Ω mentre l'altra metà si estende da 4.500 Ω all'infinito. Per tale ragione non si ritengono buone

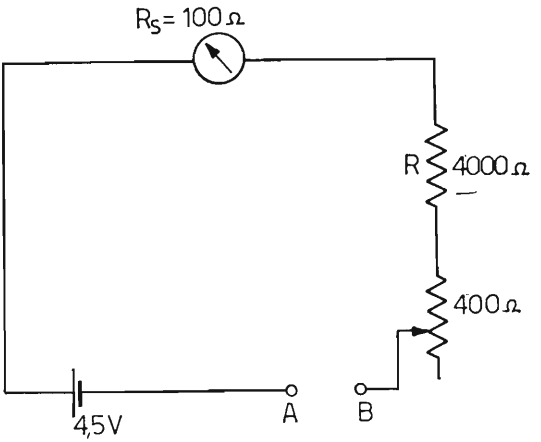


Fig. 211. – Schema di principio dell'ohmmetro.

le letture effettuate per valori di resistenze che superano di 40-50 volte il valore di metà scala. Anche per l'ohmmetro si possono avere naturalmente diverse portate di metà scala, mettendo vari resistori in parallelo allo strumento e a R. Riferendoci alla fig. 212 calcoliamo R_1 in modo che, con il commutatore in posizione × 10, la resistenza totale del circuito, con A e B in corto circuito sia di 450 Ω.

$$\frac{(R_s + R)\ R_1}{R_s + R + R_1} = 450$$

da cui:

$$R_1 = \frac{(R_s + R) \cdot 450}{R_s + R - 450} = 500\,\Omega.$$

In queste condizioni la corrente nello strumento si dimezza quando fra

A e B viene posto un resistore di 450 Ω, per cui il punto centrale della scala ohmmetrica diventa 450 Ω.

In analoga maniera si calcola il valore di R_2 per resistenza totale del circuito, con A e B in corto circuito, di 45 Ω. Lo strumento si ferma a metà scala per 45 Ω fra A e B. Si sono create così tre scale che stanno fra di loro

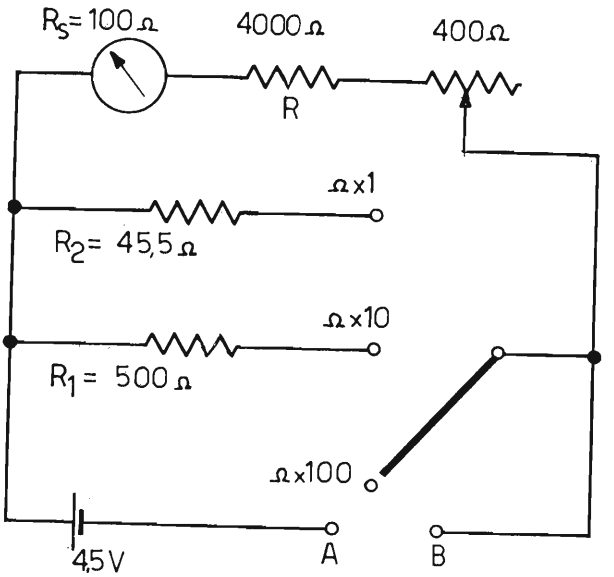


Fig. 212. – Schema dell'ohmmetro con varie portate di metà scala.

in rapporto 10. La scala con R_1 inserita è dieci volte quella con R_2 e quella senza resistore in parallelo è 100 volte quella di R_2.

Sulle portate dell'ohmmetro si scriverà rispettivamente: Ω × 1; Ω × 10; Ω × 100. La sezione ohmmetrica nei tester si può realizzare in altre maniere ma fondamentalmente il principio è il medesimo.

Nel tester quindi si trovano racchiusi i componenti che permettono queste misure fondamentali.

Le varie combinazioni per usare l'analizzatore universale come amperometro, voltmetro o ohmmetro nelle varie portate, si possono ottenere con un commutatore oppure con diverse prese in cui di volta in volta vanno inseriti i puntali del tester.

Si tenga presente che per la misura in c.c. il puntale « comune » è sempre il lato negativo. Nel tester esiste anche una presa indicata con « outpout » per effettuare misure di tensioni alternate sovrapposte ad una componente

continua: nel circuito voltmetrico in c.a. viene inserito un condensatore di qualche migliaio di pF; esso blocca la componente continua lasciando passare solo la parte alternata che viene misurata dal voltmetro.

Si misura così, ad esempio, la sola componente alternata della tensione di placca di una valvola, anche se vi è presenza contemporanea della componente continua, stabilita dall'alimentatore anodico.

69. **Voltmetro elettronico.**

Col voltmetro elettronico si effettuano misure di tensione alternata e continua, di resistenza, e in quelli più moderni anche di correnti continue e alternate.

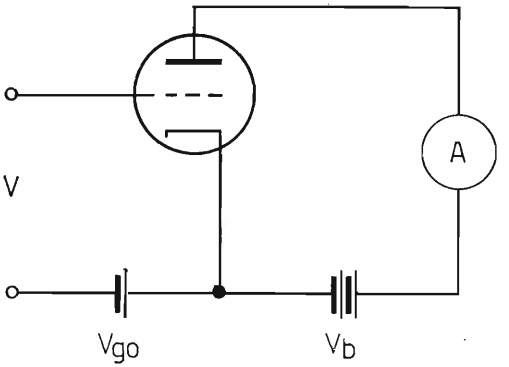


Fig. 213. – Schema di principio di voltmetro elettronico per caratteristica di griglia.

I principi di funzionamento sono due:

Il primo consiste nell'inviare alla griglia di un tubo elettronico, polarizzato in regime *B* e con transconduttanza lineare, la tensione da misurare e quindi leggere con uno strumento le variazioni di corrente anodica che essa determina (fig. 213).

Infatti, le tensioni positive applicate in griglia controllo portano il tubo in conduzione, determinando un passaggio di corrente ad essa proporzionale.

Ciò avviene anche per tensioni alternate senza che esse siano precedentemente raddrizzate, in quanto il tubo lavorando in regime *B* elimina automaticamente la semionda negativa.

Il secondo principio consiste nello sbilanciare un ponte che a seconda dei casi può essere formato da 3 resistori e un tubo elettronico o anche da quattro tubi elettronici (fig. 214).

La tensione da misurare viene inviata alla griglia di un tubo che costituisce un ramo del ponte.

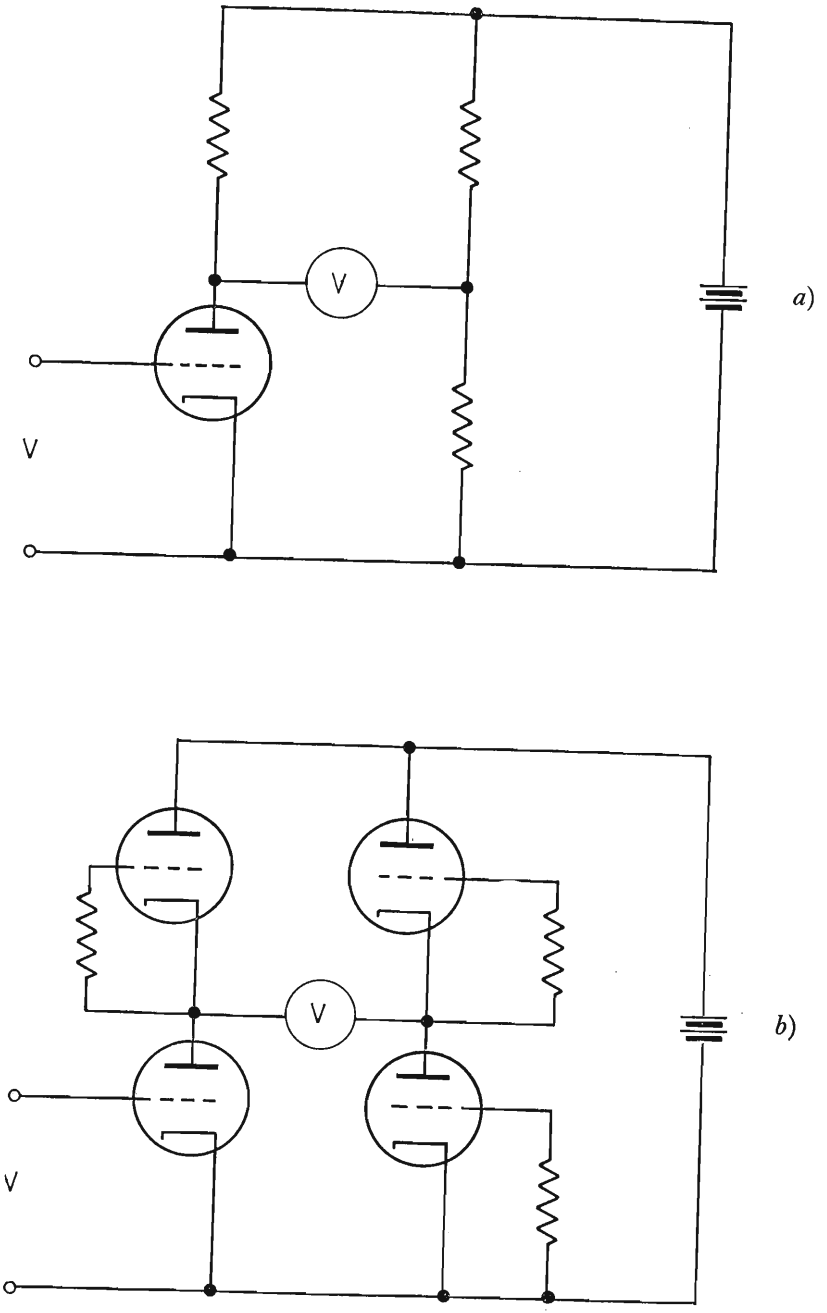


Fig. 214. – *a*), *b*), schemi di principio di voltmetri elettronici.

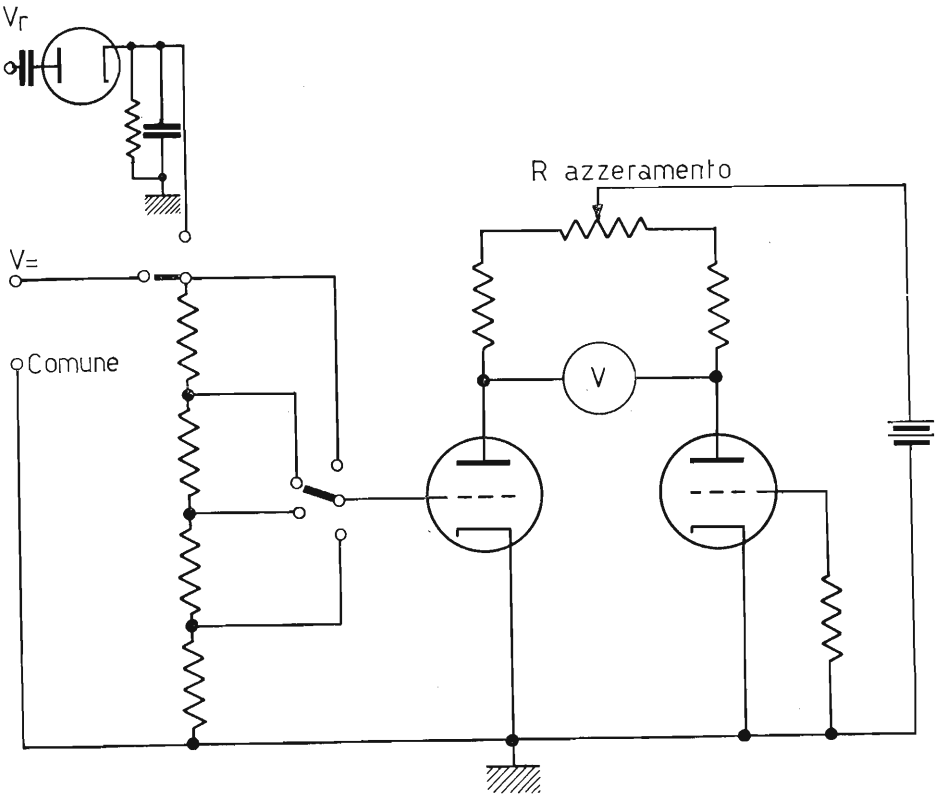


Fig. 215. – Schema di principio di voltmetro elettronico, per c.c. e c.a. con previsto partitore di ingresso.

Se la tensione da misurare è alternata essa viene preventivamente raddrizzata da un diodo a vuoto (fig. 215).

Lo strumento è posto nella diagonale di rivelazione del ponte e se quest'ultimo è in equilibrio, lo strumento non segna alcuna differenza di potenziale.

La tensione inviata alla griglia del tubo facendone variare la corrente anodica, squilibria il ponte e quindi se la transconduttanza è lineare lo strumento fornisce un'indicazione proporzionale alla tensione inviata in griglia.

Per entrambi i metodi però le tensioni di griglia non devono essere molto elevate; per tale ragione le tensioni da misurare si inviano ad un partitore resistivo che provvede, a seconda del fondo scala che si vuole ottenere, ad inviare in griglia solamente la tensione occorrente per mandare a fondo scala lo strumento. Si ottengono così le varie portate del voltmetro elettronico. Causa la non stabilità dei tubi occorre ogni volta che si usa il voltmetro effettuare l'operazione di azzeramento mediante il potenziometro *R* di fig. 215 tenendo i puntali in corto circuito.

Il comando di tale potenziometro, come il comando del commutatore delle varie portate di fondo scala e quello di selezione del tipo di misura, si trovano sul frontale dello strumento.

Rispetto all'analizzatore universale il voltmetro elettronico presenta i vantaggi di essere più sensibile, di presentare una resistenza interna pressoché infinita per piccole portate di tensione, o comunque molto elevata anche per medie portate; di poter misurare tensioni di frequenza elevata. Al contrario presenta gli svantaggi di essere: meno preciso, di non consentire misure di tensioni molto elevate e di essere abbastanza delicato.

70. **Oscillatore di bassa frequenza.**

L'oscillatore di bassa frequenza è uno strumento che genera tensioni sinusoidali a frequenza variabile, comprese generalmente fra i cinque Hz e i cento KHz.

Ciò non toglie che in alcuni casi il campo di frequenza coperto sia molto più ampio potendo raggiungere il MHz.

La tensione di uscita è regolabile da bassi valori fino a qualche decina di volt mediante un partitore resistivo e un potenziometro. I comandi per la variazione della frequenza e della tensione di uscita si trovano sul pannello frontale dello strumento.

La tensione di uscita può essere generata o mediante un oscillatore di B.F. (1), oppure dal battimento di 2 tensioni di alta frequenza. In questo caso la frequenza della tensione di uscita è data dal battimento delle frequenze delle tensioni di *A F*.

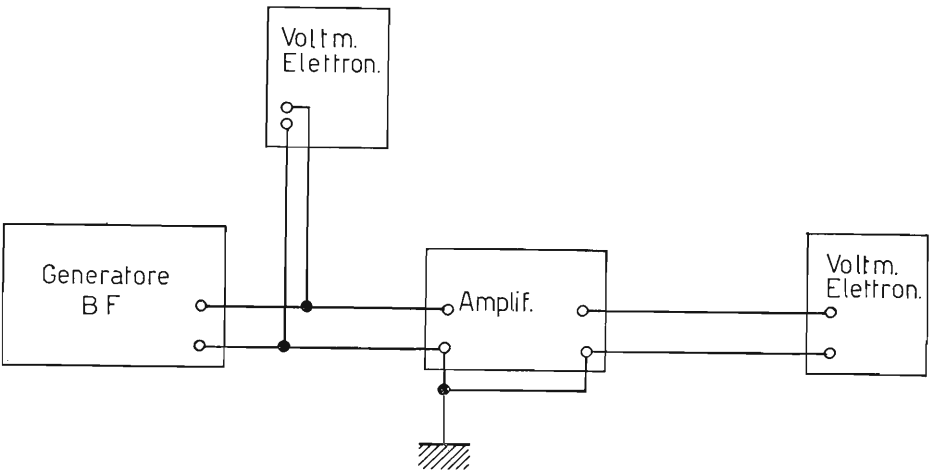


Fig. 216. – Schema per il rilievo della banda passante di un amplificatore di B. F.

L'uscita è generalmente su bassa impedenza. All'uopo l'ultimo stadio dell'oscillatore è un inseguitore catodico (placca massa).

Con il generatore di B.F. si eseguono prove di sensibilità, fedeltà e rilievo di banda passante di amplificatori di bassa frequenza (fig. 216).

Alcuni generatori oltre l'uscita di tensioni sinusoidali hanno anche uscite di tensioni quadrate e triangolari.

71. Generatore di alta frequenza modulato.

Il generatore di alta frequenza modulato è formato da un generatore di A.F. (2) a frequenza variabile di debole potenza e da un oscillatore di B.F. (1) a frequenza fissa che serve per modulare (3) il segnale A.F.

Il campo di frequenze coperte dall'oscillatore A.F. si estende da qualche decina di KHz a circa 100 MHz suddiviso in diverse gamme; mentre quella fissa di B.F. è generalmente di 400 Hz.

La tensione di uscita è regolata mediante un'attenuatore a decadi e un potenziometro.

La percentuale di modulazione è anche essa regolabile e in alcuni generatori misurabile con uno strumento posto sul pannello, il quale provvede anche alla misura della tensione di uscita. Sul frontale del generatore modulato si trovano quindi i seguenti comandi:

Commutatore della gamma di frequenza; comando, fortemente demoltiplicato, della frequenza dell'oscillatore di A.F.; regolatore della percentuale di modulazione; regolatore a scatti e fine della tensione di uscita; un bocchettone per cavo schermato per l'uscita A.F. e uno per la B.F.

Particolarmente curata in un generatore A.F. deve essere la schermatura dei vari stadi onde evitare che, nonostante la debole potenza, l'A.F. si irradi all'esterno e raggiunga le apparecchiature sotto controllo per vie che non siano quelle desiderate.

L'impiego principale del generatore AF è quello della taratura e dell'allineamento dei ricevitori supereterodina A M (fig. 217).

72. Generatore a frequenza modulata e marcatore (Sweep e Marker).

Il generatore Sweep-Marker si compone di 2 oscillatori di A.F. uno modulato in frequenza (4) l'altro modulato in ampiezza. Il generatore modulato in frequenza (Sweep) copre una banda da circa due MHz a 400 MHz, suddivisa

---

(1) Vedi 2ª edizione vol. II, cap. XI paragrafo 71.
(2) Vedi 2ª edizione vol. II, cap. XI paragrafo 65.
(3) Vedi 2ª edizione vol. II, cap. XII paragrafo 76.
(4) Vedi 2ª edizione vol. II, cap. XIII paragraro 87.

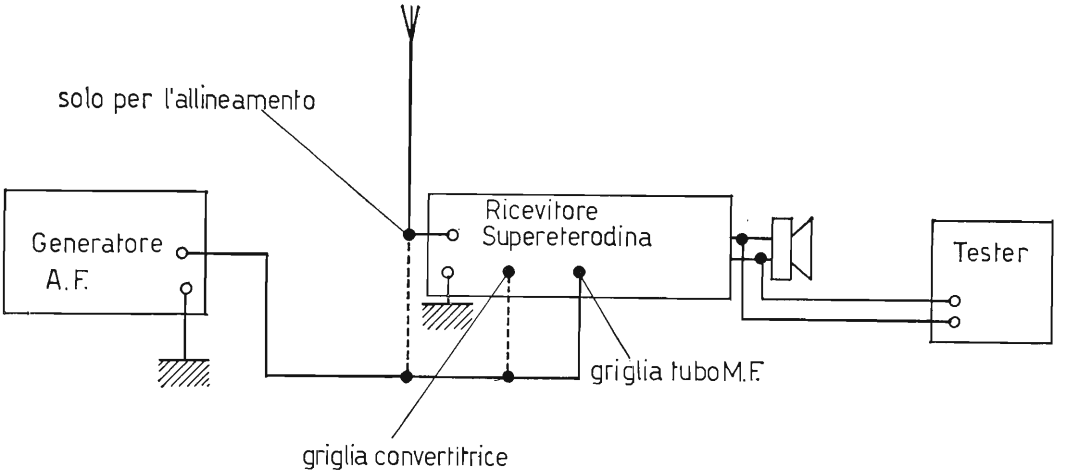


Fig. 217. – Schema per la taratura di un ricevitore supereterodina A.M.

in varie sotto gamme, ed è modulato da una bassa frequenza solitamente di 50 Hz, con una oscillazione massima di frequenza di $\pm$ 10 MHz.

Il generatore modulato in ampiezza (Marker) copre la stessa banda di frequenze del generatore Sweep ed ha il pregio di generare frequenze campioni.

Tali generatori servono, con l'ausilio dell'oscilloscopio, ad allineare i radioricevitori a modulazione di frequenza ed i televisori. Essi infatti permettono di avere una visione oscilloscopica delle varie curve di risposta dei circuiti di alta e media frequenza dei ricevitori suddetti.

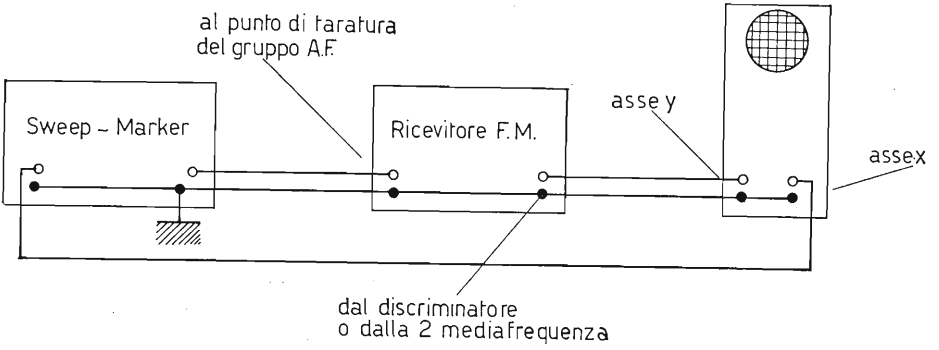


Fig. 218. – Schema per la taratura di un ricevitore supereterodina F.M.

I comandi del generatore Sweep sono i seguenti:

Commutatore di gamma che stabilisce in varie sotto gamme tutto il campo di frequenza coperto; un comando fortemente demoltiplicato per la scelta

della frequenza di centro banda; un attenuatore a decadi ed uno a variazione fine per la parzializzazione del segnale di uscita.

Per la sezione Marker oltre ai comandi della frequenza e della ampiezza del segnale come nell'oscillatore Sweep, esiste un interrutore per escludere il segnale del Marker dalla uscita comune.

Inoltre esistono sul pannello dello strumento una uscita da collegarsi all'asse orrizzontale dello oscilloscopio in cui è presente la stessa tensione che modula in frequenza il segnale Sweep; due comandi abbinati: uno per la soppressione della traccia di ritorno nella curva di risposta che si sta analizzando e l'altro per la messa in fase della doppia curva allorché è prevista nella immagine la traccia di ritorno.

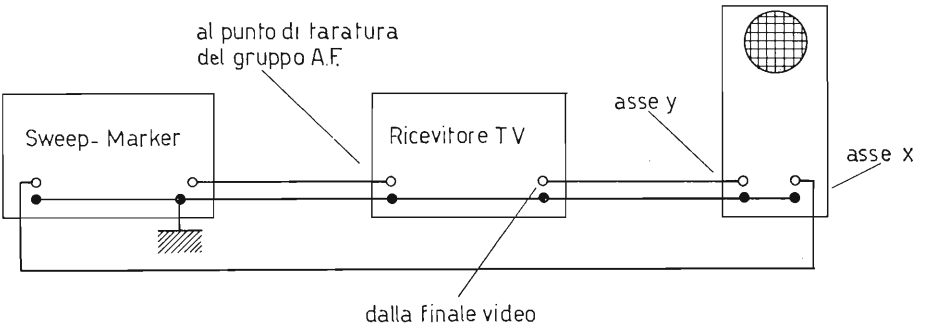


Fig. 219. – Schema per la taratura di un ricevitore T. V.

Qualora si desideri allineare il gruppo di alta frequenza *UHF* (Secondo programma) lavorante in banda IV occorre prevedere un generatore Sweep Marker con dette frequenze.

73. **L'Oscilloscopio.**

L'oscilloscopio è uno strumento che permette di osservare; sotto forma di traccia luminosa su di uno schermo, il diagramma di una grandezza elettrica.

L'oscilloscopio si compone essenzialmente di quattro parti:

a) il tubo a raggi catodici (5) sullo schermo del quale si rileva il diagramma in esame;

b) gli amplificatori orizzontale e verticale;

c) il generatore di scansione orizzontale (asse dei tempi);

d) l'alimentatore di bassa e alta tensione.

---

(5) Vedi vol. III, cap. V paragrafo 32.

Il tubo a raggi catodici, le cui dimensioni oscillano fra 2" e 7", presenta una persistenza di immagine e una colorazione adatte all'impiego dell'oscilloscopio.

L'amplificatore verticale, che è preceduto da un attenuatore d'ingresso per poter parzializzare il segnale in esame, deve avere una gamma passante la più ampia possibile ed una grande sensibilità al fine di poter amplificare, indipendentemente dalla forma d'onda e dalla frequenza, qualsiasi segnale da analizzare. Negli oscilloscopi di medie prestazioni la banda passante si estende dalla componente continua (frequenza zero) fino a circa 10 MHz; mentre la massima sensibilità è dell'ordine di 1 mV/cm.

L'amplificatore orizzontale è di prestazioni più modeste. Il generatore per la scansione orizzontale fornisce una tensione a forma di dente di sega, a frequenza variabile allo scopo di poter osservare fenomeni compresi in una vasta gamma di frequenze. Detta tensione ha la particolarità di variare linearmente nel tempo, permettendo di osservare fenomeni che si svolgono periodicamente nel tempo. Il circuito che genera la tensione a dente di sega si differenzia a seconda della classe dell'oscilloscopio. Può essere costituito da un generatore a thyratron o da un multivibratore per i tipi più comuni; mentre per gli oscilloscopi di discrete prestazioni si impiegano circuiti particolari come ad esempio il « boot-strap » o « l'integratore di Miller ».

Nei generatori a dente di sega è prevista la possibilità di sincronizzare la partenza del dente di sega con il fenomeno da analizzare, in modo da fermare l'immagine sullo schermo. Per l'alimentazione dei circuiti dell'oscilloscopio occorrono sostanzialmente tre livelli di tensione, oltre a quella per i filamenti:

a) la tensione continua positiva per l'alimentazione degli elettrodi dei tubi elettronici;

b) la tensione continua negativa per l'alimentazione degli elettrodi del cannone elettronico del tubo a raggi catodici, onde avere le plachette di deflessione a riferimento di massa;

c) la extra alta tensione (E.A.T.) per l'alimentazione dell'elettrodo intensificatore, situato nella parte troncoconica interna del tubo a raggi catodici e ottenuto da uno strato di grafite. A tale elettrodo si accede dall'esterno con un apposito reoforo. Il valore dell'E.A.T. è dell'ordine di mille volt per ogni pollice di d mensione dello schermo.

INDICE

Premessa . . . . . pag. V

CAPITOLO I *Linee antenne propagazione* . . . . . » 1

1. Generalità sulla linea di trasmissione - 2. Costanti primarie di una linea - 3. Impedenza caratteristica di una linea - 4. Costanti secondarie di una linea - 5. Onde progressive ed onde stazionarie - 6. Linea alimentata in ventre di corrente ad un estremo-semidipolo o antenna marconiana - 7. Linea alimentata al centro in ventre di corrente-dipolo o antenna hertziana - 8. Potenza irradiata dalle antenne a dipolo e a semidipolo - 9. Generazione e propagazione delle onde elettromagnetiche.

CAPITOLO II *Antenne riceventi per FM e per televisione* . . . . . » 34

10. Antenna ricevente: definizione, circuito equivalente, potenza utile - 11. Antenna ricevente per il programma della radiodiffusione a modulazione di frequenza - 12. Antenne riceventi per il programma televisivo, antenne direttive - 13. Adattamento d'impedenza - 14. Ricezione dei programmi televisivi VHF e UHF - 15. Notizie sullo standard televisivo europeo fissato dal CCIR.

CAPITOLO III *La televisione* . . . . . » 59

16. Esplorazione dell'immagine - 17. Tubi di ripresa - 18. Generalità sulla trasmissione delle immagini - 19. Trasmettitore a blocchi - 20. Ricevitore a blocchi.

CAPITOLO IV *Considerazioni sul segnale video* . . . . . » 73

21. Calcolo della gamma di frequenze occupata dalle informazioni video.

CAPITOLO V *Il ricevitore televisivo* . . . . . » 76

22. Sezione a radiofrequenza - 23. Amplificatore a radio frequenza a cascode - 24. L'oscillatore locale -

25. La valvola convertitrice - 26. Gruppi a radio-frequenza di tipo commerciale - 27. Il convertitore UHF - 28. Amplificatore a frequenza intermedia - 29. Rivelatore - 30. L'amplificatore video - 31. La componente continua - 32. Il cinescopio - 33. Comando automatico di guadagno o CAG - 34. L'amplificatore audio - 35. I picchi di sincronismo. Separazione dei picchi di sincronismo dal resto del segnale - 36. Separazione fra di loro dei picchi di sincronismo di riga e di quadro - 37. Generatori a denti di sega - 38. La sincronizzazione dei generatori a denti di sega - 39. Il circuito di deflessione verticale - 40. Circuito del controllo automatico di frequenza - 41. Circuito finale di deviazione di riga - 42. Circuiti di alimentazione.

CAPITOLO VI *I comandi del televisore* . . . . . pag. 155
43. Il gruppo UHF - 44. L'amplificatore di frequenza intermedia - 45. Il tubo a raggi catodici - 46. Circuito di deflessione verticale - 47. Circuiti di deflessione orizzontale - 48. L'amplificatore audio.

CAPITOLO VII *Il monoscopio* . . . . . » 162
49. Risoluzione verticale - 50. Risoluzione orizzontale - 51. Risposta alle frequenze basse.

CAPITOLO VIII *La TV a transistori* . . . . . » 166
52. Il gruppo di alta frequenza - 53. L'amplificatore a frequenza intermedia - 54. Lo stadio rivelatore - 55. I circuiti separatori e sincronismo verticale - 56. Il circuito di deflessione orizzontale. L'EAT - 57. I circuiti di cancellazione - 58. Il circuito di alimentazione.

CAPITOLO IX *Cenni sulla televisione a colori* . . . . . » 177
Premessa - 59. Il colore - 60. Colori primari - 61. Il triangolo del colore o diagramma di cromaticità - 62. Generalità sul sistema televisivo a colori - 63. Composizione dei segnali: di luminanza Y, e di crominanza I e Q, nel sistema NTSC - 64. Trasmissione di otto barre colorate per la taratura del colore nei ricevitori per TV a colori - 65. Sintesi tricromatica. Il cinescopio tricolore - 66. Cenni sul sistema PAL - 67. Cenni sul sistema SECAM.

CAPITOLO X *Strumenti di misura* . . . . . » 216
68. Il misuratore universale o tester - 69. Voltmetro elettronico - 70. Oscillatore di bassa frequenza - 71. Generatore di alta frequenza modulato - 72. Generatore a frequenza modulata e marcatore (Sweep e Marker) - 73. L'oscilloscopio.

EDIZIONI
CALDERINI
BOLOGNA

965

Prezzo del presente volume L. 2.800

Cavazzuti - Nobili - Passerini

CORSO DI RADIOTECNICA